Les bancs d'essai de Radio-Plans

L'AMPLIFICATEUR PHILIPS "RH591" 2 × 30 WATTS

Les techniques de reproduction sonore ont largement bénéficié du prodigieux essor de l'électronique. Si les progrès accomplis depuis quelques années dans ce domaine ont indéniablement favorisé le développement de la culture musicale, ils ont en même temps rendu les mélomanes plus exigeants sur le plan de la qualité technique. PHILIPS « HI-FI INTERNATIONAL » a sélectionné dans chacun de ses bureaux d'études et dans ses centres de production internationaux, les meilleurs matériels HI-FI (tables de lecture - tuners Radio-amplificateurs et enceintes acoustiques) afin d'éviter les recherches parfois fastidieuses pour une multitude d'éléments qui ne sont pas toujours conçus les uns pour les autres. Les mélomanes sont ainsi assurés d'avoir à leur disposition des éléments de grande classe, parfaitement adaptés à leur budget et la possibilité de composer eux mêmes leur propre chaîne à la mesure de leurs exigences.

L'esthétique de la gamme PHILIPS a été traitée avec un soin particulier. Elle permet de trouver toujours une solution élégante pour les disposer dans le cadre de son intérieur.

La Haute Fidélité est une technique qui permet à l'auditeur de retrouver chez lui les mêmes impressions que celles créées par la salle de concert.

Une chaîne Haute Fidélité est constituée de plusieurs éléments dont la construction doit être particulièrement soignée, car ils ont pour fonction :

— De reproduire dans son intégralité tout le spectre sonore audible ;

— De conserver à chaque instrument son caractère propre et son timbre ;

— De restituer la dynamique de la musique originale, du pianissimo au fortissimo.

L'installation d'une chaîne Haute-Fidélité doit être faite en tenant compte des propriétés acoustiques de la salle d'écoute. C'est pourquoi elle rend souhaitable l'intervention d'un spécialiste.

Le cœur d'un ensemble HIFI Stéréo comporte un amplificateur-préamplificateur double qui reçoit les informations provenant du tourne-disque, d'un tuner ou d'un magnétophone

— Maillon imposant d'une chaîne PHILIPS, l'amplificateur « RH591 » a été soumis à un banc d'essai très rigoureux dans lequel aucune mesure n'a été passée sous silence.

PRÉSENTATION

L'amplificateur stéréophonique décrit dans ces lignes fait partie de la gamme PHILIPS, HIFI international. Il répond aux normes DIN 45 500 et nous verrons plus loin que cette affirmation est d'ores et déjà justifiée. Il est équipé de 28 transistors silicium et diodes. Sa puissance de sortie est de 2 × 30 watts musique. La courbe de réponse amplitude-fréquence a fait l'objet de mesures précises ; elle répond aux exigences des professionnels et des amateurs de musique les plus avertis. Cet amplificateur RH591 peut être relié à toute source de modulation monophonique et stéréophonique :

— P.U. magnétique
P.U. Piézo
— TUNER
— MAGNÉTOPHONE
— AUXILIAIRE

Un commutateur à trois positions « CONTOUR » permet de modifier la courbe de réponse en fonction de la puissance de sortie.

Un commutateur « SCRATCH » à trois positions permet d'éliminer le bruit de surface.

Un élégant coffret habille l'amplificateur RH591 dont les dimensions sont les suivantes : 420 mm × 255 mm × 100 mm.

ÉTUDE DU SCHÉMA DE PRINCIPE

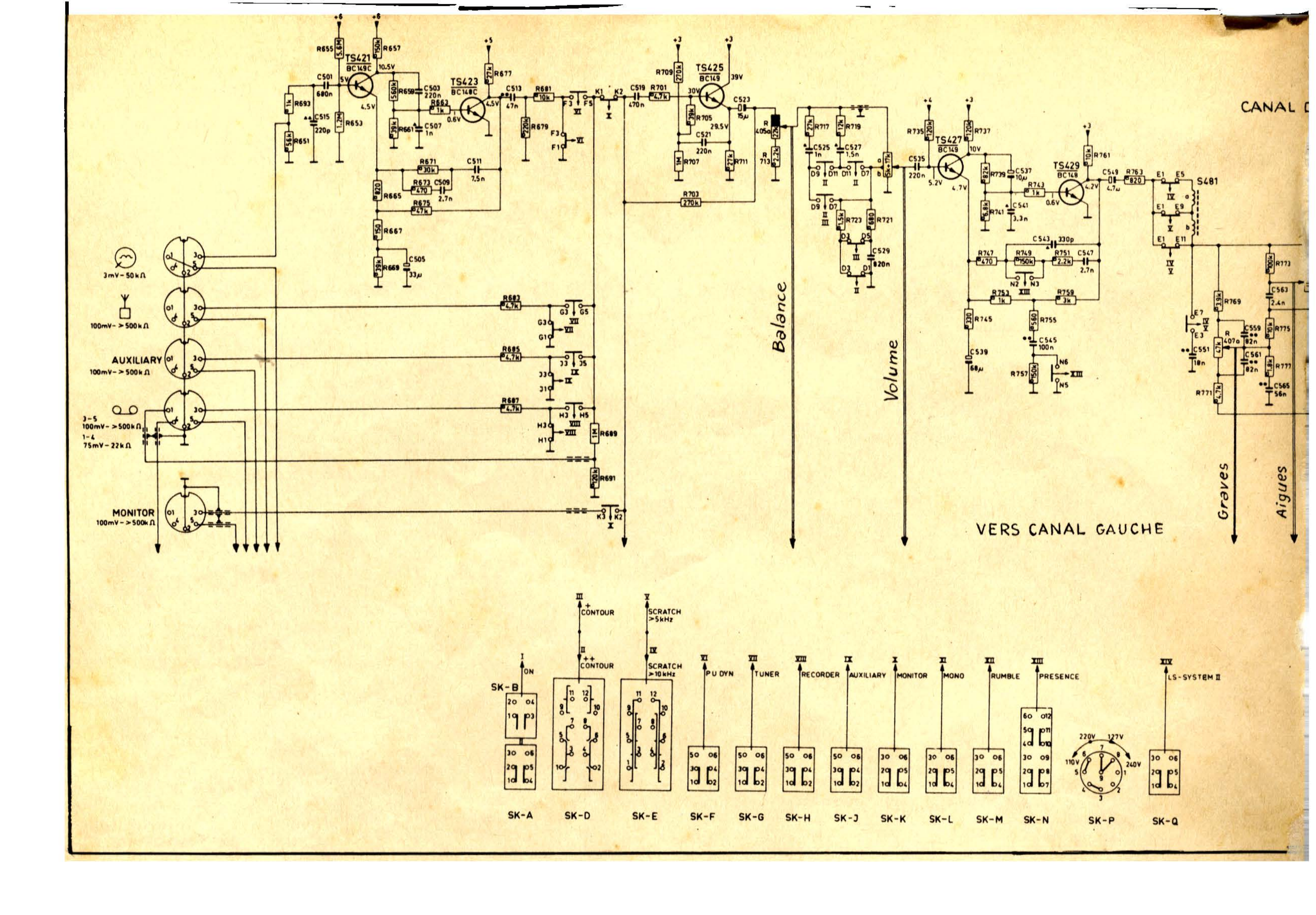
a) Fonctions

De gauche à droite en examinant le panneau avant, nous trouvons les commandes suivantes :

— *Commutateur marche / Arrêt :* en enfonçant la touche correspondante, la lampe témoin s'allume.

— *Contour :* si l'on a un niveau sonore bas, l'oreille de l'homme sera moins sensible aux sons graves ainsi que dans une mesure moindre, aux sons aigüs. Pour nous permettre de percevoir les mêmes gammes de sons, aussi bien pour des niveaux sonores faibles qu'élevés, l'amplificateur étudié est muni d'un commutateur de contour à trois positions. L'acoustique de la pièce où se trouve l'auditeur détermine dans quelle mesure les sons graves et aigus doivent être adaptés à la gamme des sons moyens (fréquence médium). Lorsque le contacteur de contour se trouve en position 1, les sons graves et aigüs sont légèrement relevés, tandis qu'en position 2, ces mêmes sons subissent une amplification plus forte.

— *Reproduction* à partir d'une *platine tourne-disque* équipée soit d'une cellule céramique ou mieux d'une cellule magnétique.



— *Reproduction* à partir d'un *Tuner.*

— *Reproduction* à partir de sources de modulation « *AUXILIAIRES* » telle que la modulation issue d'un PU Piézo électrique ou d'un téléviseur.

— *Reproduction* à partir d'un *magnétophone* mono ou stéréo.

— *Indicateur de balance,* un galvanomètre à zéro central indique l'équilibre parfait de niveau de chacun des deux canaux.

— *Filtres d'aiguilles :* Si l'on fait tourner un disque usagé, il peut se produire un bruit désagréable (bruit d'aiguille), composé de hautes fréquences. Avec le filtre d'aiguilles ou « scratch filter », les fréquences dépassant 10 000 Hz (position 1) ou 5 000 Hz (position 2) sont supprimées.

— *Filtre anti-rumble :* Pour supprimer le ronflement, c'est-à-dire un bruissement provoqué par des basses fréquences, dont de vieux disques ou le moteur de la platine tourne-disque sont la cause, on utilise un filtre anti ronronnement appelé encore anti-rumble. Toutes les fréquences en dessous de 150 Hz et certainement celles inférieures à 80 Hz sont très fortement atténuées.

— *Monitoring :* Certains enregistrements par exemple les appareils PHILIPS « N4500 » et « PRO12 » sont dotés d'une sortie monitoring ou moniteur qui permet d'écouter et de contrôler directement le signal enregistré sur la bande. Pour pouvoir mettre cette caractéristique à profit, l'amplificateur est muni d'une entrée de moniteur et d'une touche. Il est évident que cette commodité ne peut servir efficacement qu'avec des magnétophones ou platines de magnétophones équipés de trois têtes (effacement - enregistrement - lecture).

— *Reproduction mono :* Dans certains cas, il peut être intéressant d'écouter en mono une modulation stéréophonique telle celle émanant par exemple d'un tuner. De même, il est agréable d'écouter sur les deux enceintes, une source monaurale qui évidemment ne pourrait passer que sur une voie si celles-ci n'étaient réunies en monophonie.

— *Commutateur de présence :* La commutation de présence de l'amplificateur RH591 permet d'amplifier particulièrement les sons de la gamme moyenne (±1 000 - 5 000 Hz). Ce procédé confère aux paroles et aux chants, ainsi qu'aux instruments de musique un accent particulier. Le fonctionnement du circuit est analysé dans l'étude du schéma de principe.

— *Réglage du volume* sur les deux canaux simultanément.

— *Réglage de la balance stéréo ;* La balance stéréo règle le rapport du volume des deux canaux sonores ; elle peut être fixée avec précision à l'aide du galvanomètre indicateur. Lorsque l'aiguille se trouve au milieu, les canaux sont équilibrés du point de vue électrique.

— *Graves et aiguës :* L'auditeur peut à l'aide des correcteurs de tonalité modeler la courbe de réponse à sa convenance. On peut également pallier les déficiences d'une enceinte acoustique en relevant par exemple les graves ou les aiguës ou encore les deux simultanément.

A) L'arrière de l'appareil

Nous trouvons les commandes et prises d'entrées et sorties suivantes :

— *Répartiteur de tension* 110 - 127 - 220 - 240 V.

— *Prise* pour *haut-parleur de gauche* d'une impédance de 8 - 16 Ω (système 1).

— *Prise* pour *haut-parleur de droite* d'une impédance de 8 - 16 Ω (système 1).

— *Commutateur* pour sélectionner l'un *des systèmes* de H.P.

— *Prise* pour *haut-parleur de gauche* de 4 ou 8 - 16 Ω (système 2).

— *Prise* pour *haut-parleur de droite* de 4 ou 8 - 16 Ω (système 2).

Il faut noter qu'un groupe de haut-parleurs (système 1 ou 2) peut être remplacé par un casque HI-FI (le casque HI-FI PHILIPS LBB9900 par exemple).

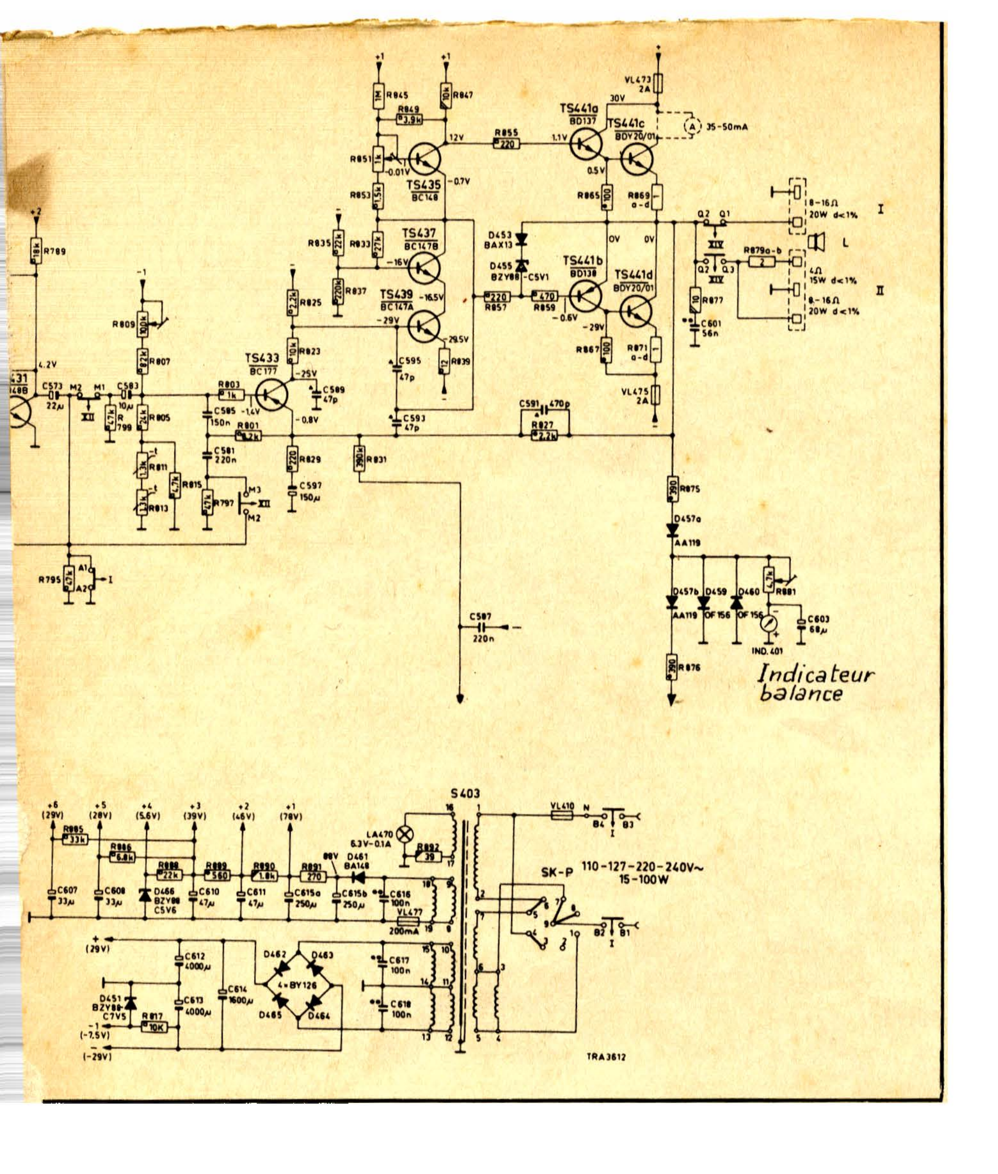
— *Entrée PU magnétique* ou *céramique* HI-FI.

— *Prise enregistrement et lecture.* Cette prise sert à la connexion d'un magnétophone à bandes ou à cassettes, tant pour l'enregistrement que pour la lecture. La position des réglages de volume, de tonalité et de balance n'influe pas sur l'enregistrement.

— *Prise pour tuner.* Cette prise se prête à la connexion d'un tuner FM ou AM/FM, pour la reproduction des programmes radiodiffusés ou mono ou en stéréo.

— *Prise auxiliaire.* A cette prise, il est possible de connecter d'autres appareils tel qu'un tourne disque à tête de lecture piézo-électrique.

— *Prise « Moniteur ».* Cette prise est destinée à la connexion de la prise pour moniteur d'un magnétophone.



B) Étude théorique du schéma de principe (fig. 1)

1° *Préamplificateur pour cellule magnétique* (ou magnéto-dynamique selon PHILIPS) basse impédance.

Ce préamplificateur d'entrée utilisant des transistors silicium BC149 et BC148 à fréquence de coupure élevée présente des avantages importants en particulier pour l'amélioration du rapport signal sur bruit et une durée de vie quasi illimitée. Ce que nous appelons en terme moderne la fiabilité. De plus, il faut avoir toujours à l'esprit que le rapport signal sur bruit global d'un amplificateur n'est pratiquement tributaire que de la conception du premier étage préamplificateur.

Les deux étages équipés de BC149 et BC148 assurent à la fois l'amplification des signaux provenant de la tête de lecture et l'égalisation standard RIAA/CEI3 par un réseau sélectif de contre-réaction (7,5 nF - 30 kΩ - 2,7 nF - 470 Ω - 47 kΩ). La norme internationale adoptée par tous les fabricants de disques microsillons est respectée ici à ± 1 dB. Nous citerons les chiffres mesurés dans un tableau comparatif avec les normes officielles.

Afin d'éviter toute dérive avec les montages à liaison directe, une prudente liaison capacitive inter-étages a été adoptée. La capacité de liaison est fixée ici à 0,22 µF.

La base du premier transistor est attaquée par une résistance de 1 kΩ et un condensateur de 0,68 µF. La polarisation de base est assurée par un pont diviseur (1,2 MΩ - 5,6 MΩ). La tension émetteur est fixée par trois résistances séries (820 Ω - 150 Ω - 39 kΩ). Le réseau de correction RIAA précisé ci-dessus est monté entre cet émetteur et le collecteur du deuxième transistor.

La résistance de charge du premier transistor BC149 est de 150 kΩ. La polarisation de base du transistor BC148 (560 kΩ - 39 kΩ) est donnée par la tension collecteur du BC149. La base du transistor de sortie est mise à la masse par un condensateur de 1 000 pF pour éviter toute production d'oscillations à fréquence ultra-sonore.

La résistance de charge de collecteur du transistor BC148 est fixée à 27 kΩ. La liaison entre la sortie du préamplificateur magnétique et l'étage suivant, via les commutateurs de fonctions, comporte un condensateur de 47 nF, une résistance série de 10 kΩ.

Les tensions d'alimentation du préamplificateur magnétique sont respectivement de 28 V au point 6 et 29 V au point 5 Une cellule de découplage (33 kΩ - 33 µF) est placée entre ces deux points.

Les signaux issus d'une cellule magnétique sont les seuls à être amplifiés et corrigés par le préamplificateur constitué des deux transistors BC149 et BC148. Les quatre entrées (tuner, auxiliaire, magnéto et monitoring) haut niveau, haute impédance entrent par l'intermédiaire des commutations de sources sur l'étage adaptateur d'impédance TS425.

Les modulations destinées à l'enregistrement sont prises à la sortie du préamplificateur (en PU magnétique) sur un pont diviseur de tension (1 MΩ - 120 kΩ).

2° *Etage adaptateur d'impédance.*

Entre les sources de modulations extérieures et le potentiomètre de balance, le constructeur a disposé un étage adaptateur d'impédance constitué d'un transistor BC (...) monté en émitter-follower ou collecteur commun. Cet étage est caractérisé par un gain en tension inférieure à l'unité (de l'ordre de 0,95 selon le Béta du transistor) une impédance d'entrée élevée qui n'amortit donc pas les sources d'entrées, et une impédance de sortie très faible.

Le condensateur C521 (0,22 µF) montre une connexion en boot-strop, ce qui ne manque pas d'élever l'impédance d'entrée du transistor.

Le potentiomètre de balance (2 × 22 kΩ) reçoit la modulation disponible sur l'émetteur par un condensateur de 15 µF. Des résistances talons de 2,2 kΩ évitent l'effet de balance totale.

3° *Circuit de « Contour ».*

Destiné à relever les graves et les aigus, lors de l'écoute à faible niveau — le soir par exemple après 22 heures — le circuit de contour est placé entre les potentiomètres de balance et de volume.

Le curseur du potentiomètre de balance attaque divers circuits correcteurs RC destinés à creuser le médium pour relever graves et aigus. Les mesures que nous avons faites sur ce circuit montrent sa pleine efficacité.

4° *Circuit de « Présence ».*

Nous sommes en présence d'un circuit qui n'est pas sans rappeler le préamplificateur d'entrée pour cellule magnétique. Nous trouvons en effet un tandem de deux transistors BC149/BC148. La correction de la courbe de réponse de façon à obtenir une base de « Présence » vers 3 kHz s'effectue grâce a un circuit de contre-réaction placé entre l'émetteur du premier transistor et le collecteur du transistor de sortie.

La base du premier transistor BC149/TS427 reçoit la modulation par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,22 µF. La polarisation de la base s'effectue par une source de tension stabilisée par une diode zéner D_{466} (point 4 de l'alimentation).

Le tandem des deux transistors a un gain bien défini à toutes les fréquences grâce à une contre-réaction linéaire. Cette contre-réaction devient sélective et moins efficace vers 3 kHz, grâce à deux circuits RC (150 k - 2,2 k - 2,7 nF - 330 pF) et (560 Ω - 100 nF).

5° *Scratch filter.*

La sortie du tandem de transistor BC149/BC148 attaque par l'intermédiaire d'un condensateur de 4,7 µF et d'une résistance série de 820 Ω, le circuit éliminateur des bruits d'aiguille des disques ou du bruit de fond de certaines émissions FM stéréophoniques. Ce circuit met en œuvre un filtre constitué d'une inductance S481 et d'un condensateur de 18 nF. Ce circuit coupe à 5 kHz et 10 kHz selon la valeur d'inductance mise en service.

6° *Correcteur de tonalité.*

Le correcteur met en œuvre un véritable correcteur de tonalité de Baxandall caractérisé par un relevé efficace des courbes de réponse, une bonne symétrie des courbes de relevés et d'affaiblissement et un taux de distorsion harmonique très bas. Un transistor BC148 est monté dans la boucle de contre-réaction et est considéré comme l'élément actif de cet ensemble.

Le tableau donnant les relevés de tonalités montre que les valeurs mesurées sont sensiblement celles du constructeur.

Le point d'inflexion de la courbe de réponse se trouve à 1 000 Hz, valeur désormais normalisée et adoptée par beaucoup de constructeurs.

Le point de fonctionnement du transistor BC148/TS431 est déterminé de la façon suivante :

— Pont de base : 33 kΩ côté négatif — 120 kΩ et 27 kΩ en série et placé entre collecteur et base formant un circuit stabilisateur en continu.

— Résistance de charge de collecteur : 18 kΩ.

Un condensateur de 100 pF entre base et collecteur évite les accrochages HF et toute tendance à l'instabilité.

Un condensateur de 6,8 μF placé entre le point commun des résistances de base de 120 k et 27 k évite la contre-réaction en alternatif qui limite le gain du transistor.

7° *Circuit anti-rumble.*

Entre la sortie du correcteur Baxandall et les étages de puissance, le constructeur a intercalé un filtre passe-haut limitant de la sorte volontairement la réponse aux très basses fréquences ; là où se situent les vibrations des mécanismes de platines tourne-disque. Certains disques sont d'ailleurs à l'origine affectés de ce défaut.

La liaison à la base du transistor TS433/BC177 se fait alors soit par l'intermédiaire d'un condensateur C583 de 10 μF, c'est le cas du filtre hors service, soit par l'intermédiaire des condensateurs C_{581} et C_{586} en série. Ces derniers ont des valeurs respectives de 0,22 μF et 0,15 μF.

8° *Etage de puissance.*

Avant de commencer l'étude de l'amplificateur de puissance, il convient de remarquer que les étages de puissance sont alimentés entre le — 29 V et le + 29 V, la masse étant dans ce cas considérée comme étant le potentiel zéro volt. Cette disposition très intéressante permet d'attaquer la charge sans condensateur de liaison, limitant toujours un peu la réponse sous charge faible.

L'amplificateur est constitué par :

— Un étage d'entrée BC177 à taux de CR élevé ;

— Un étage prédriver constitué de deux BC147 en série ;

— Un déphaseur PNP/BD138 ;

— Un déphaseur NPN/BD137 ;

Deux transistors de puissance BDY20.

Les amplificateurs de puissance ont été conçus pour fournir une puissance de 2 × 20 W efficaces lorsqu'ils sont bouclés en liaison, avec les circuits préamplificateurs et correcteurs de tonalité. Ces derniers fournissant une tension telle qu'elle permette la modulation totale des étages de sortie.

La bande passante étendue des étages de puissance est essentiellement due à l'absence de transformateurs et surtout à l'utilisation de transistors de sortie BDY20 à fréquence de coupure élevée.

Dans un amplificateur du type LIN sans transformateurs, il est nécessaire que les transistors de puissance de l'étage final BDY20 aient une fréquence de coupure élevée, supérieure à la période la plus élevée à transmettre du fait des coupures brusques de courant (classe B) dans les transistors de sortie, lors des inversions de polarité de la tension de sortie.

L'examen du schéma de principe montre que nous nous trouvons devant des étages d'amplifications à liaisons directes, ce qui permet une très bonne réponse aux fréquences basses et l'application d'un taux de contre-réaction très important sans ennuis côté stabilité aux très basses fréquences. Une double stabilisation du point de fonctionnement est assurée par un transistor TS435/BC148 et par la liaison en continu de l'émetteur du BC177 au point milieu de l'étage de sortie (boucle de contre-réaction en alternatif et en continu.

L'attaque des bases des transistors déphaseurs PNP et NPN se fait par l'intermédiaire de deux transistors montés en série, ce qui permet à chacun de ces transistors-série de travailler dans des zones linéaires de caractéristiques.

La résistance ajustable de 1 kΩ commandant la polarisation du transistor TS435 monté en élément de stabilisation règle le courant de repos des étages de sortie.

Les transistors de sortie BDY20 et les transistors déphaseurs sont équilibrés au point de vue gain en courant ce qui permet d'obtenir des performances poussées de l'ensemble..

Pendant les alternances positives de la tension aux bornes de la charge, le courant est fourni par le transistor BDY20 supérieur ; pendant les alternances négatives, le transistor déphaseur PNP conduisant, c'est le transistor BDY20 qui conduit.

Les résistances de 1 Ω disposées en série dans les émetteurs des transistors de puissance, évitent l'emballement thermique et améliorent la linéarité des caractéristiques de ces transistors. Chaque tandem DARLINGTON BD137/BDY20 et BD138/BDY20 forme respectivement un transistor de puissance NPN et un transistor de puissance PNP caractérisés par un gain en courant très élevé.

L'étage d'attaque (2 BC147) fournit les tensions de commande des bases des transistors déphaseurs BD137 et BD138. Ces deux tensions en phase ont une amplitude supérieure à celle que l'on doit obtenir en sortie et présentent une différence constante, qui assure une polarisation des transistors dans un régime tel que le courant de repos soit très petit.

Le courant de repos est calculé de façon qu'il n'entraîne pas une diminution de rendement ni un échauffement au repos — sans modulation — des transistors BDY20.

Toutefois, il ne faut pas diminuer le courant au risque d'engendrer de la distorsion dite de commutation ou de raccordement des deux alternances.

Une réaction négative globale en continu et en alternatif entre l'émetteur du transistor BC177 et le point milieu de l'étage de sortie favorise la réduction de la distorsion harmonique et l'augmentation du facteur d'amortissement par diminution de l'impédance propre de sortie de l'amplificateur. Le facteur d'amortissement est le rapport entre l'impédance de la charge et l'impédance de sortie.

Un circuit de limitation constitué par une diode zéner D_{455} en série avec une diode D_{453} protège l'étage de sortie des surcharges accidentelles.

9° *Circuit HP.*

Selon l'impédance des enceintes acoustiques utilisées avec l'amplificateur RH591, le constructeur a prévu deux groupes de prises haut-parleurs appelés : système I et système II.

Le système I reçoit les enceintes de 8 à 16 Ω/20 W. Le système II, reçoit dans un sens de la prise DIN deux broches des enceintes de 8 à 16 Ω, dans le sens opposé des enceintes de 4 Ω avec interposition d'une résistance série de 2 Ω pour limiter la dissipation de l'étage final BDY20.

Le passage d'un système à l'autre se fait grâce à un inverseur à glissière.

10° *Circuit indicateur de balance.*

Un galvanomètre à zéro central sert d'indicateur de balance. Lorsque l'aiguille reste au zéro sans être sollicitée à gauche ou à droite du cadran, l'amplificateur est parfaitement équilibré.

Du point milieu de chaque étage de sortie, la modulation est envoyée par l'intermédiaire d'une résistance de 390 Ω sur un circuit détecteur D457a et D457b. Deux diodes montées tête-bêche (D_{459} et D_{460}) protègent le galvanomètre de toute surcharge.

11° *Alimentation générale.*

Elle est très classique pour les amplificateurs de puissance, le redressement est fait par un pont de quatre diodes. D_{462} - D_{463} - D_{464} - D_{465}. L'enroulement du transformateur d'alimentation est doté d'un point milieu : ce qui permet d'obtenir des tensions positives et négatives par rapport à la masse. La tension d'alimentation est de + 29 V et — 29 V. Ce qui représente 58 V pour sortir 20 W efficaces de façon très aisée.

4 000 μF assurent un filtrage énergique de la tension d'alimentation des étages de puissance.

Un enroulement auxiliaire fournit une tension de 60 V. Cette tension est redressée par une diode BA148. Différentes cellules de découplage alimentent les étages successifs de l'amplificateur (points d'alimentation de 1 à 6).

LE POINT DE VUE DE L'INGÉNIEUR

Lorsque cet amplificateur PHILIPS RH591 nous a été présenté, nous avons constaté à l'examen des performances annoncées sur les fiches techniques que celles-ci étaient particulièrement intéressantes.

Nous nous sommes, contrairement à certains de nos bancs d'essais, livrés à un tour d'horizon d'écoute tout d'abord sur un ensemble Philips complet (platine, ampli RH591, enceintes acoustiques), puis avec le seul RH591, nous l'avons écouté sur divers enceintes et platines de marques différentes. A tout moment, aussi bien pour un disque de POP MUSIC (CHICAGO TRANSIT AUTORITHY) que sur LE SONGE D'UNE NUIT D'ÉTÉ, de MENDELSSOHN en passant par un disque de Count Basie, nous avons été séduits.

C'est pourquoi nous avons fait subir un banc d'essai complet qui a — nous pouvons déjà l'annoncer — confirmer les performances publiées par le constructeur PHILIPS.

— Puissance de sortie

— Fréquence de travail - 1 000 Hz ;

— Les deux canaux sont exités simultanément ;

— Tension de sortie mesurée sur une charge ohmique de 8 Ω : 14 V eff. ;

— Puissance de sortie :

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{14^2}{8} \dots 24 \text{ watts efficaces.}$$

La puissance de sortie a été mesurée avant la limite de l'écrêtage visible sur un oscilloscope.

— Bande Passante

La courbe de réponse globale a été mesurée dans les conditions suivantes :

— Entrée TUNER.

— Filtre anti Rumble à zéro.

— Filtre de Présence à zéro.

— Filtre anti scratch à zéro.

— Tonalité grave et aiguë à zéro.

— Puissance de sortie pendant la mesure: 2 watts efficaces.

— Contour à zéro.

— Impédance de charge : 8 Ω.

20 Hz	— 4 dB
40 Hz	— 2 dB
80 Hz	— 0,75 dB
100 Hz	0 dB
200 Hz	0 dB
500 Hz	0 dB
1 kHz	0 dB
2 kHz	0 dB
5 kHz	0 dB
10 kHz	0 dB
12 kHz	0 dB
20 kHz	0 dB
50 kHz	— 1 dB

Sensibilité des entrées

Nos mesures permettent d'établir le tableau suivant :

Fréquence de travail	1 kHz
Puissance de sortie	20 W efficaces
Impédance de sortie	8 Ω
— PU Magnétique	2,5 mV
— Tuner	50 mV
— Auxiliaire	115 mV
— Monitoring	115 mV
— Tape	115 mV

Niveau de surcharge maximum

— Tape	5 V
— PU Magnétique	50 mV
— Tuner	5 V

Taux d'intermodulation

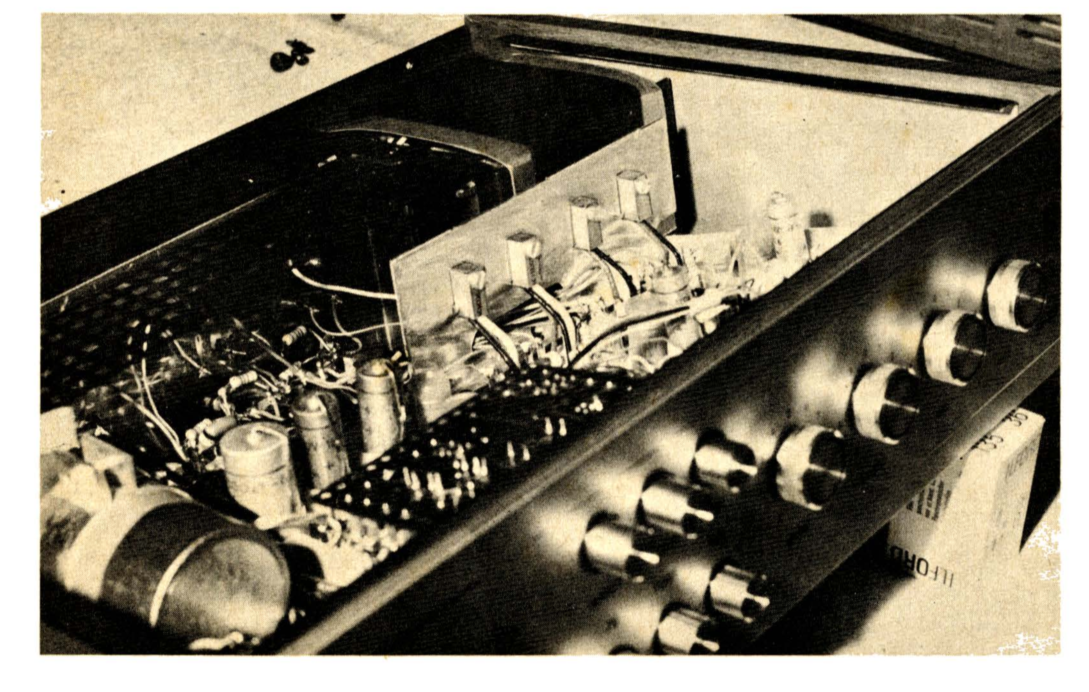
Fréquence de travail : 1 000 Hz.

1 W	0,32 %
5 W	0,40 %
10 W	0,50 %
15 W	0,60 %

Taux de distorsion harmonique

	100 mW	1 W	10 W	20 W
	%			
20 Hz	0,35	0,3	0,3	—
100 Hz	0,3	0,3	0,3	0,35
1 000 Hz	0,1	0,09	0,1	0,15
10 000 Hz	0,12	0,1	0,1	0,12

— mesures effectuées sur l'entrée Tuner.
— Impédance de charge : 8 Ω.



Courbe de correction RIAA

	Nos mesures	*Normes RIAA*
16 kHz	— 18 dB	— 18 dB
14 kHz	— 15,5 dB	— 17 dB
12 kHz	— 14 dB	— 15 dB
10 kHz	— 13,7 dB	— 13,7 dB
8 kHz	— 11,5 dB	— 11,9 dB
6 kHz	— 10 dB	— 9,6 dB
5 kHz	— 9 dB	— 8,2 dB
4 kHz	— 7 dB	— 6,6 dB
3 kHz	— 5 dB	— 4,8 dB
2 kHz	— 2,5 dB	— 2,6 dB
1 kHz	0 dB	0 dB
800 Hz	+ 1 dB	+ 0,7 dB
600 Hz	+ 2 dB	+ 2 dB
500 Hz	+ 2,5 dB	+ 2,7 dB
400 Hz	+ 3,5 dB	+ 3,8 dB
300 Hz	+ 5,5 dB	+ 5,5 dB
200 Hz	+ 8,5 dB	+ 8,2 dB
100 Hz	+ 13 dB	+ 13,1 dB
80 Hz	+ 14 dB	+ 14,5 dB
60 Hz	+ 15 dB	+ 16 dB
50 Hz	+ 15 dB	+ 17 dB

Efficacité des correcteurs de tonalité

Fréquences en Hz

Relevés	Maxi	Mini
20 Hz		
40 Hz	+ 17 dB	— 17 dB
80 Hz	+ 16 dB	— 15 dB
100 Hz	+ 13 dB	— 13 dB
200 Hz	+ 8 dB	— 6 dB
500 Hz	+ 3 dB	— 2 dB
1 000 Hz	10 dB	0 dB
2 000 Hz	+ 3 dB	— 2 dB
5 000 Hz	+ 10 dB	— 13 dB
10 000 Hz	+ 15 dB	— 17 dB
12 000 Hz	+ 15 dB	— 18 dB
15 000 Hz	+ 15 dB	— 18 dB
20 000 Hz	+ 15 dB	— 18 dB

Filtres anti-scratch

L'action de ce filtre est résumée dans ce tableau ci-dessous :

	Pos. 10 kHz	Pos. 5 kHz
5 kHz	0 dB	— 3 dB
10 kHz	— 2 dB	— 11 dB
15 kHz	— 7 dB	— 19 dB
20 kHz	— 10 dB	— 24 dB

Filtres anti-rumble

1 000 Hz	0 dB
100 Hz	— 2 dB
90 Hz	— 3 dB
80 Hz	— 4 dB
60 Hz	— 7 dB
40 dB	— 13 dB
20 Hz	— 25 dB

Circuit « présence »

1 kHz	0 dB
2 kHz	+ 4 dB
3 kHz	+ 7 dB
4 kHz	+ 8 dB
5 kHz	+ 9 dB
6 kHz	+ 9 dB
10 kHz	+ 6 dB
15 kHz	+ 4 dB

(Suite page 32.)

CHAINE STÉRÉOPHONIQUE 2 × 6 WATTS

La chaîne stéréophonique dont nous faisons l'étude détaillée aujourd'hui tient compte de l'évolution permanente de la technique dans les domaines de l'électronique et de l'électro-acoustique. L'examen et l'analyse du schéma de principe montrent en effet qu'il est fait largement appel aux semi-conducteurs modernes tels les transistors au silicium caractérisés par une très grande fiabilité, un facteur de bruit intrinsèque très faible et un gain en courant très élevé. Ce qui explique leur emploi en particulier dans les étages d'entrée. Quant à la partie mécanique, il est fait appel à une platine tourne-disque BSR, marque britannique de réputation internationale, exportant la plus grande partie de sa production aux Etats-Unis. Signalons que les dimensions de la chaîne étudiée sont 390 x 345 x 190; chiffres qui ne rebuteront pas les amateurs de très bonne musique mais disposant de peu de place. Le rapport qualité/prix, de l'ensemble est particulièrement favorable pour un appareil réunissant des perfectionnements techniques très appréciables.

La chaîne 2 × 6 watts étudiée met en œuvre la platine BSR à quatre vitesses 16-33-45-78 tours/mn. Cette platine est dotée d'un moteur très robuste, ce qui permet d'obtenir un taux de pleurage très réduit. L'amplificateur a été muni de nombreux dispositifs de corrections qui concourent à la haute qualité des reproductions. Cet amplificateur module deux enceintes aux dimensions miniaturisées 290 × 185 × 135. Les six watts modulés par canal peuvent suffire amplement à remplir une pièce de dimensions moyennes et ceci sans distorsion audible.

ANALYSE TECHNIQUE DU SCHÉMA DE PRINCIPE

Pour faciliter l'étude technique du schéma nous avons décomposé l'ensemble en quatre parties essentielles (voir figure 1).

— L'étage d'entrée avec les commutations diverses.

— Le correcteur de tonalité.

— L'amplificateur de puissance.

— L'alimentation haute tension.

1° Étage d'entrée :

Un contacteur à trois touches permet de commander les fonctions suivantes :

— Modulation extérieure au PU cristal.

— Fonctionnement en monophonie.

— Fonctionnement en stéréophonie.

Le transistor d'entrée est un BC109 silicium caractérisé par un très faible facteur

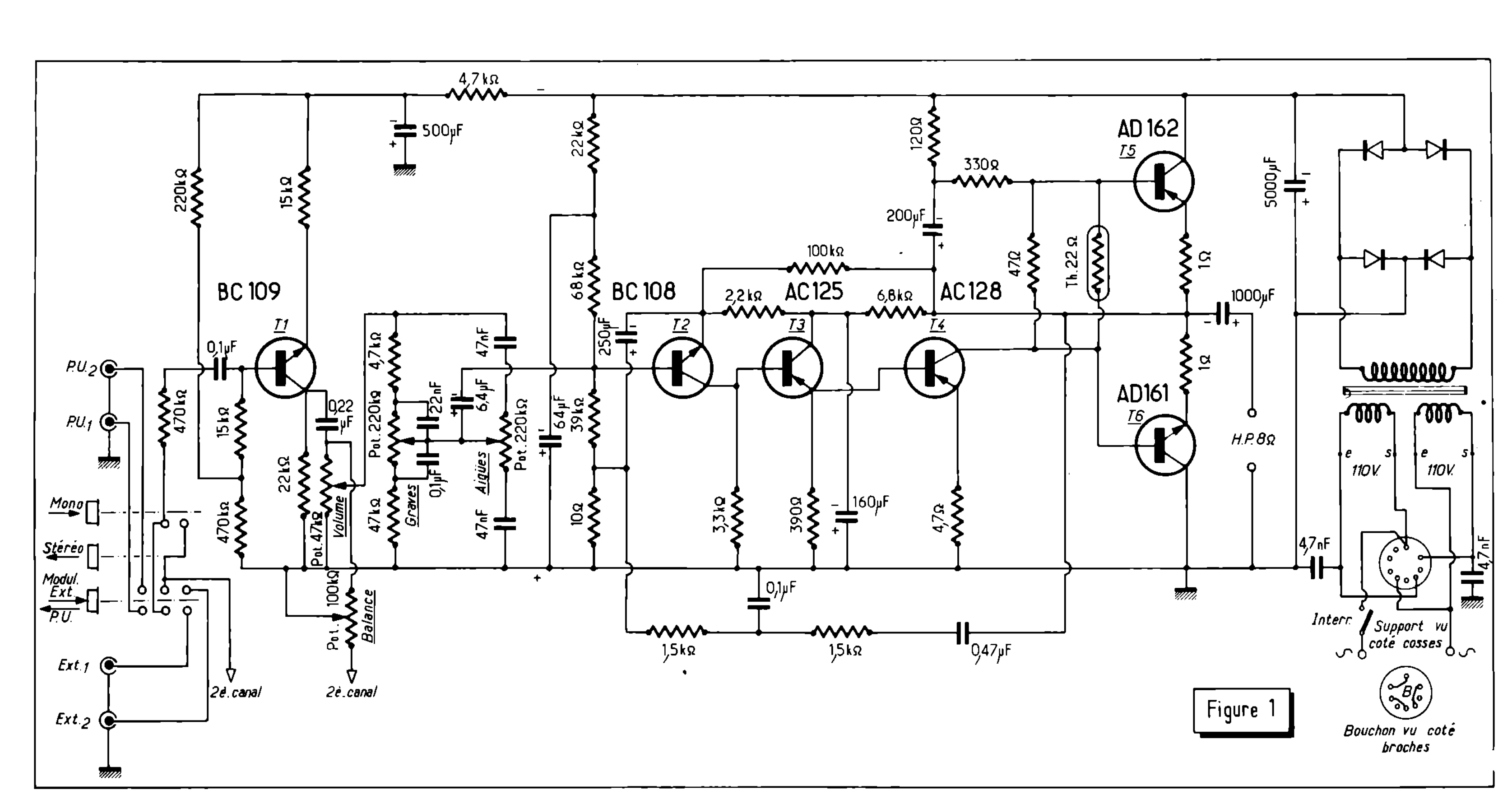


Figure 1

gain (de 100 à 300). Ce transistor est pratiquement utilisé par tous les constructeurs dans les étages d'entrée. On sait en effet que le rapport signal sur bruit d'une chaîne Haute Fidélité n'est pratiquement tributaire que de la qualité du premier étage.

Le signal issu soit de la tête de lecture du type cristal, soit d'un tuner AM/FM ou encore d'un magnétophone est appliqué à la base du transistor T_1/BC109 par l'intermédiaire d'une résistance série de 470 kΩ et d'un condensateur de 0,1 μF. La résistance de 470 kΩ (et l'impédance d'entrée de T_1) sert de charge à la cellule cristal. Cette valeur élevée est indispensable pour restituer les fréquences basses. Une correction aux fréquences élevées pourrait être obtenue en shuntant la résistance de 470 kΩ par une capacité de quelques centaines de picofarads.

Le transistor T_1, en liaison avec la résistance de 470 kΩ a pour rôle l'adaptation de l'impédance élevée de la cellule piézo-électrique à celle de la suite de l'amplificateur. Pour obtenir ce résultat, T_1 est monté en émetteur commun avec la résistance de 15 kΩ disposée en série dans l'émetteur. Cette résistance non découplée permet d'augmenter l'impédance d'entrée du transistor T_1, laquelle est d'autant plus grande que le gain en courant est élevé.

L'alimentation de cet ensemble s'effectue sous une tension de 26 V. On notera que le pôle positif est à la masse. La base du BC109/T_1 est polarisée par un pont diviseur de tension placé entre + et —.

Le pont est constitué de trois résistances (470 kΩ - 220 kΩ - 15 kΩ). La tension de sortie est recueillie aux bornes d'une 22 kΩ, faisant office de résistance de charge de collecteur. Le point chaud du potentiomètre de volume est relié au collecteur par un 0,22 μF. Le point froid est relié à la masse. Le curseur de ce potentiomètre attaque le correcteur de tonalité.

Le potentiomètre de balance a ses deux extrémités reliées au curseur du potentiomètre de volume double. Le curseur du potentiomètre de balance est à la masse, ce qui permet un équilibrage progressif du niveau de sortie de chaque canal.

2° Le correcteur de tonalité

Le système de correction de tonalité est du type à filtres passifs contrairement au correcteur Baxandall actif. Les potentiomètres graves et aigus d'une valeur de 220 kΩ sont associés à deux réseaux RC, qui permettent d'obtenir des relevés des fréquences graves et aiguës par rapport à une fréquence médium généralement de l'ordre de 800 à 1 000 Hertz.

Le rôle des commandes de tonalité est double, compenser dans une certaine mesure, les faiblesses du reste de l'installation et modifier s'il y a lieu, les dosages des graves et des aiguës selon le goût personnel de l'utilisateur. On peut compter sur une certaine accentuation des graves pour sortir des basses amples profondes et claires du haut-parleur de petit diamètre monté dans l'enceinte close, équipant chaque voie de la chaîne étudiée.

De toute façon les commandes graves et aigües sont à régler en fonction du goût personnel de l'utilisateur et du genre de musique écoutée.

3° L'amplificateur de puissance :

L'amplificateur de puissance du type à étage de sortie à symétrie complémentaire peut se décomposer de la façon suivante :

contre-réaction élevée T_2/BC108 ;

b) étage adaptateur d'impédance T_3/AC125 ;

c) étage driver T_4/AC128 ;

d) étage de sortie équipé d'une paire NPN/PNP complémentaire AD161/AD162.

— *Etage préamplificateur d'entrée.*

L'étage d'entrée de la partie amplificatrice de puissance est doté d'un transistor BC108, choisi pour sa fréquence de coupure élevée, son gain en courant important et son facteur de bruit intéressant. Il est d'ailleurs à classer dans la même catégorie que le transistor BC109 utilisé au niveau de l'entrée (T_1).

Ces transistors silicium ont également une qualité très appréciée : leur dérive en fonction des variations de la température ambiante est négligeable, le courant I_{cbo} est faible de sorte que le point de fonctionnement bouge très peu. C'est essentiellement sur ce critère que le constructeur a choisi le transistor BC108 en entrée des étages de sortie.

L'amplificateur étudié peut fournir 6 W efficaces par canal sans distorsion et ceci avec une réponse pratiquement linéaire dans la bande des fréquences audibles. Il fonctionne en classe B sans transformateurs driver et de sortie, à liaison directe de façon à éliminer les composants qui ont tendance à réduire la bande de fréquences transmises.

Le pont de base du transistor BC108/T_2 est réglé par le constructeur de façon qu'en appliquant à l'entrée une tension progressivement constante, l'écrêtage du signal de sortie soit et reste symétrique. Ce pont de base est constitué côté négatif par deux résistances de 22 kΩ et 68 kΩ en série, la première étant découplée à la masse par un condensateur de 64 μF. Côté positif, c'est-à-dire côté masse, deux résistances de 39 kΩ et 10 Ω en série également forment l'autre branche du pont.

Comme nous l'avons signalé le transistor T_2 d'entrée est un modèle NPN pour circuit haute fréquence. On verra par la suite pour quelles raisons, il est nécessaire d'avoir une fréquence de coupure élevée. L'émetteur de T_2 est réuni au point milieu de l'étage final AD161/AD162. On obtient ainsi une contre-réaction en continu. Le point milieu est maintenu à la moitié de la tension d'alimentation, ce qui corrige les variations possibles du point de fonctionnement. Pour que le gain en tension du premier transistor soit notable, le circuit d'émetteur est découplé en alternaif. La contre-réaction ne s'applique donc pratiquement qu'en continu.

— *Etage adaptateur d'impédance.*

Le transistor T_3/AC125 fait fonction d'étage intermédiaire adaptateur d'impédance entre le transistor T_2 d'entrée et l'étage prédriver T_4. L'impédance d'entrée de T_4 étant toujours relativement faible, il fallait disposer d'un dispositif d'attaque à basse impédance, ce qui a été facile à résoudre avec T_3, monté en collecteur commun ou « emitter-follower ».

Lorsque l'on sait qu'un tel dispositif est caractérisé par un gain en tension de l'ordre de l'unité un gain en puissance intéressant et essentiellement une impédance d'entrée élevée et une impédance de sortie faible, on comprendra l'adoption d'un tel schéma si intéressant.

La polarisation de base de T_3 est provoquée par la chute de tension déterminée par le courant collecteur I_c de T_2 aux bornes de la résistance de charge de 3,3 kΩ. La sortie s'effectue donc aux bornes de la résis-

Le collecteur est alimenté — tout comme l'émetteur de T_3 — à partir du point mileiu de l'étage de sortie. Il est mis à la masse au piont de vue alternatif par un condensateur électrochimique de 250 μF.

— *Etage driver.*

L'étage driver est doté d'un transistor de semi-puissance du type AC128 pouvant dissiper près de 500 mW. Cette catégorie de transistor est d'un choix judicieux, car c'est lui qui a pour mission de commander les bases des transistors de puissance AD161/AD162.

Le courant de repos des transistors de puissance est commandé par une variation de la tension de leur base. La résistance de 47 Ω, placée en parallèle avec une résistance à coefficient de température négatif de 22 Ω, règle la polarisation nécessaire entre les deux bases de façon à obtenir le courant de repos normal des transistors de puissance. Le circuit collecteur du transistor driver AC128/T_4, contient trois résistances disposées en série (47 Ω - 330 Ω - 120 Ω). Un condensateur électrochimique de 200 μF, placé au point commun de la résistance de 120 Ω et celle de 330 Ω, puis des résistances de 1 Ω, constituent un circuit de réaction positive dont le but est de réduire la distorsion harmonique en améliorant la forme d'onde à la sortie.

— *Etage de sortie.*

Le fonctionnement en classe B à haute fidélité exige l'emploi de transistors de puissance ayant une fréquence de coupure beaucoup plus élevée que la plus haute fréquence à transmettre. Ceci est indispensable du fait des coupures brusques de courant, dans les transistors de sortie, lors des inversions de polarité. La bande passante étendue des étages de sortie est essentiellement due à l'absence de transforma-

teurs. Ces étages de puissance ont été [illegible] pour fournir 2 × 6 watts, lorsqu'ils sont branchés en liaison avec les circuits préamplificateurs et correcteurs de tonalité, fournissant une tension de sortie telle qu'elle permet la modulation à 100 % des étages de sortie.

Pendant les alternances positives de la tension aux bornes de la charge le courant est fourni à cette charge par le transistor inférieur AD161 du type NPN ; pendant les alternances négatives, le transistor PNP /AD162 est conducteur et fournit le courant à la charge.

Les résistances de 1 Ω disposées en série avec les émetteurs des transistors de sortie complémentaires AD161 /AD162 évitent l'emballement thermique et améliorent la linéarité des transistors de puissance.

Les résistances de 47 Ω et CTN /22 Ω ont pour but de caler le courant en évitant et l'emballement thermique par dissipation exagérée au repos et la distorsion dite de commutation de croisement.

Un condensateur de 1 000 µF assure la liaison entre le point milieu de l'étage de sortie et la charge, en l'occurrence l'enceinte acoustique. La valeur de ce condensateur ne limite pas trop la réponse de l'ensemble aux fréquences basses.

Un circuit de contre-réaction (0,47 µF - 1,5 kΩ - 0,1 µF - 1,5 kΩ), placé entre le point milieu et l'émetteur du transistor T_2/ BC108 grâce à un condensateur de 250 µF, favorise la réduction du taux de distorsion harmonique et l'augmentation du facteur d'amortissement par diminution de l'impédance de sortie propre de l'amplificateur. (Le rapport entre l'impédance de la charge et l'impédance de sortie est le facteur d'amortissement.) La contre-réaction augmente et linéarise la bande passante aux deux extrémités du spectre sonore.

4° Alimentation Haute tension

Un transformateur d'alimentation imposant comporte deux enroulements primaires disposés en série pour une tension secteur de 220 V et en parallèle pour un tension secteur de 110 V.

L'enroulement secondaire est d'une impédance interne très faible de façon à assurer un minimum de chute de tension lors des points de courant exigés par la classe B.

La tension délivrée par cet enroulement secondaire est appliquée à un pont de quatre diodes au silicium. Le pont de quatre diodes est, en réalité, constitué d'un cylindre de 1 cm de haut et de diamètre, dans lequel sont incorporées les quatre jonctions. La tension continue issue du redressement est disponible aux bornes de l'unique condensateur de filtrage de 5 000 µF. Étant donné le très faible débit de l'alimentation dans les basses modulations, la haute tension n'est pas superposée par une tension de ronflement à 100 Hz importante. D'où l'excellence du rapport signal sur bruit de l'amplificateur.

ÉTUDE DU FONCTIONNEMENT DE LA PLATINE BSR

La platine BSR équipant cette chaîne stéréophonique 2 × 6 W peut aussi bien fonctionner en automatique qu'en manuel, ce qui permet de satisfaire tous les utilisateurs.

MODE DE FONCTIONNEMENT

(voir figure 4)

Avant de passer le premier disque, il faut dégager l'agrafe du bras de pick-up. Les vis de transport doivent obligatoirement être débloquées pour que le bâti de la platine repose sur ses ressorts de suspension,

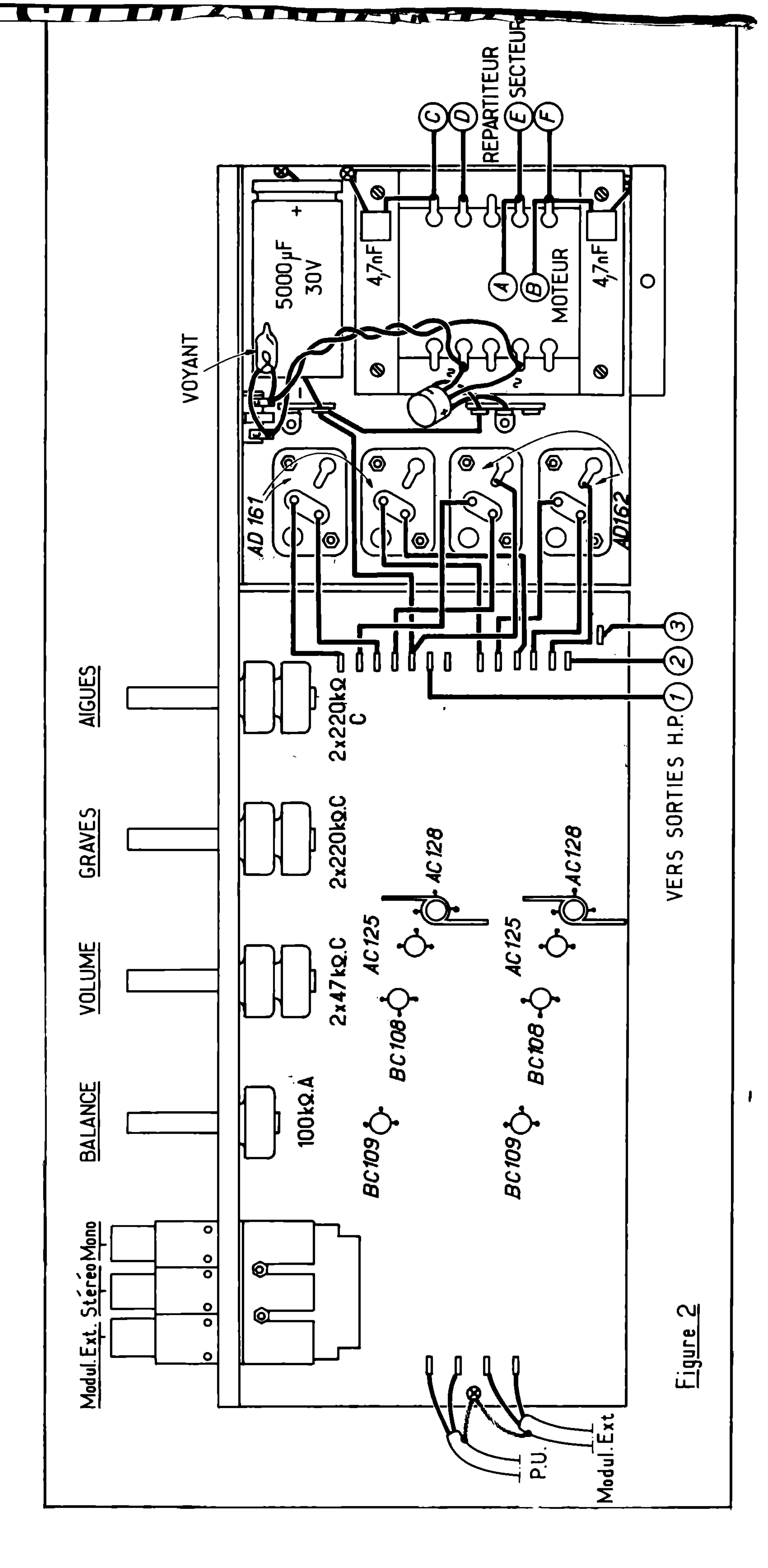


Figure 2

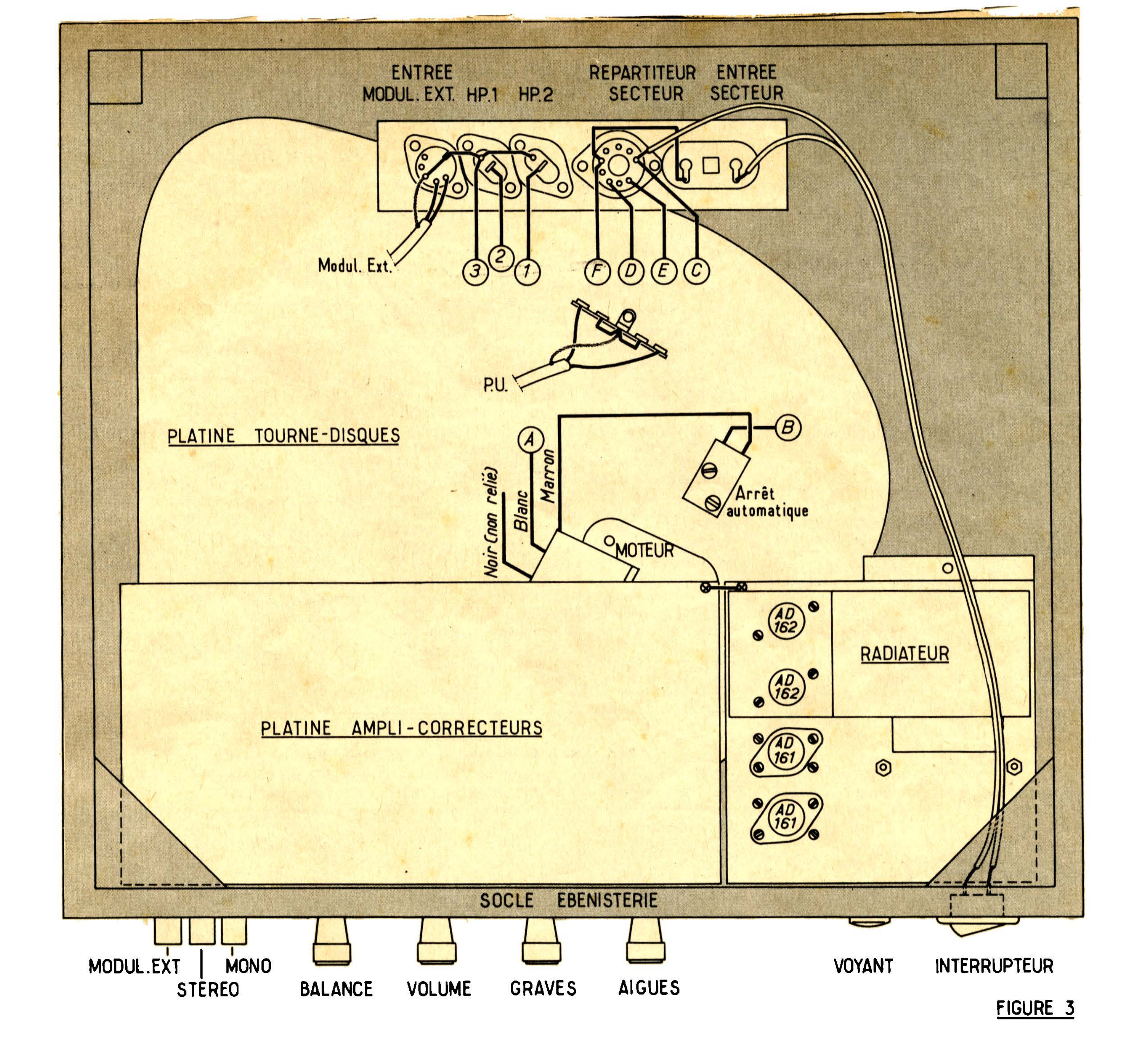


FIGURE 3

(suspension que nous avons d'ailleurs appréciée). Il est évident qu'avant chaque transport important ces deux vis doivent être rebloquées en les tournant dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.

1. Avant la mise en service :

Il faut faire tourner à la main cinq fois, le plateau pour s'assurer que le mécanisme est bien au point mort. Ensuite appuyer sur le bras de commande directement au dessus de son axe à sa partie arrière (D) et tout en le maintenant appuyé, le faire basculer vers le centre du plateau. Le soulever à fond et le faire basculer vers la droite.

2. Encastrer la Tige Centrale :

Si elle n'est pas déjà encastrée, placer la tige dans le trou central et l'enfoncer pour la bloquer en bonne position. Sur certains appareils spéciaux, on peut démonter la tige amovible en le soulevant et en la faisant pivoter.

3. Chargement des Disques :

Empiler les disques sur la tige centrale (pour les disques présentant un trou de 38 mm, il est prévu un adaptateur 45 tours spécial qui s'ajuste sur la tige centrale standard). Replacer le bras de commande sur la pile de disques au centre du plateau.

4. Choix de la Vitesse :

Placer le levier sélecteur de vitesses (E) en face de la vitesse convenable d'enregistrement — 16, 33, 45 ou 78 tours.

5. Choix de l'aiguille :

Tourner le bouton sélecteur d'aiguilles (F) dans la position « LP » pour tous les disques, à l'exception des 78 tours. Dans le cas des pick-up stéréo sans aiguille 78 tours, placer le levier en position « S » pour les disques stéréo et en position « LP » pour tous les disques mono super — 45 tours ou longue durée.

6. Démarrage :

Déplacer le levier de démarrage (G) dans la position « REJET » (REJ) à droite ; le maintenir momentanément dans cette position, puis le relâcher lorsque le plateau commence à tourner.

7. Pour Rejeter un Disque en cours de Lecture :

Placer le levier de démarrage dans la position « REJ » et le relâcher.

8. Commande Manuelle :

Soulever à fond le bras de commande, le faire basculer vers la droite. Placer le disque sur le plateau, remettre le bras de commande en place, choisir la vitesse et l'aiguille convenables. Pour mettre l'appareil en marche, placer le levier de démarrage dans sa position « MANUAL/ON ». Poser l'aiguille dans le sillon extérieur au moment où le plateau commence à tourner. L'arrêt est automatique.

Les enceintes acoustiques, bien que miniaturisées révèlent des performances supérieures à celles des ensembles nettement plus volumineux et encombrant. Par leurs faibles dimensions, elles s'intègrent très facilement dans les rayonnages de bibliothèque et supportent sans distorsion la puissance nominale de l'amplificateur.

Le haut-parleur qui équipe chaque enceinte est un modèle à large bande couvrant aisément le spectre audible et pouvant être raisonnablement reproduit par une enceinte miniature.

La technique de l'enceinte est du type baffle clos avec utilisation d'un haut-parleur à longue élongation et suspension souple caoutchoutée.

L'impédance de chaque enceinte est de 8 Ω.

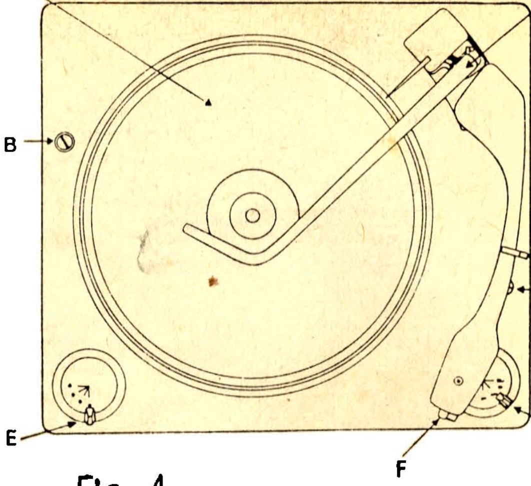


Fig. 4

CONSTRUCTION EN KIT

Cette chaîne est fournie selon deux formules :

— en ordre de marche, c'est-à-dire entièrement montée et prête à fonctionner ;

— en kit, c'est-à-dire en pièces détachées.

— Le kit comprend :

— la platine BSR complète avec ses accessoires ;

— le socle de bois avec son décor (plaque avant d'alu brossée) ;

— le module amplificateur-préamplificateur (sous la forme d'un circuit imprimé fourni, câblé et réglé ;

— le châssis alimentation (voir plan figure 2), comprenant le transformateur, la diode, le condensateur de 5 000 μF. Ce châssis supporte le radiateur en alu, épais refroidissant les transistors de puissance.

A l'arrière du socle, (voir figure 3) se trouvent réunis sur une plaquette :

— les deux prises DIN deux broches pour HP ;

— les entrées de modulation ;

— le répartiteur de tension ;

— l'arrivée du secteur 110-220 V.

Le circuit imprimé étant comme nous l'avons dit plus haut fourni câblé et réglé et les potentiomètres de volume, de tonalité et de balance, étant solidaires de ce circuit imprimé, on peut immédiatement procéder à son montage dans le socle, grâce à deux équerres de fixation.

Des picots de raccordement permettent de relier les transistors de puissance, montés au préalable sur le radiateur d'aluminium aux circuits correspondants du module amplificateur.

Il faut ensuite réunir les prises d'entrées et de sortie aux étages préamplificateurs par des câbles (blindés pour les entrées et ordinaires pour les lignes d'alimentation et de haut-parleur).

La mise sous tension ne pourra se faire qu'après une vérification minutieuse du câblage général, connexion après connexion, encochant éventuellement chaque circuit sur le plan de câblage.

EN CONCLUSION

Nous nous trouvons devant un ensemble stéréophonique d'un prix modeste pour ses performances, apte à satisfaire tous les utilisateurs non seulement par ses qualités musicales indéniables mais également par ses performances techniques propres à faire oublier le temps des lourds ensembles stéréophoniques portables à lampes.

Il s'agit donc là d'un appareil de qualité dont la présentation avec son élégant socle de bois précieux et son capot plexiglas autorise un emploi dans un cadre de tout style.

Henri LOUBAYÈRE

Banc d'essai

AMPLIFICATEUR PHILIPS "RH591" 2 × 30 WATTS

(Suite de la page 27.)

CARACTÉRISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR PHILIPS « RH591 »

NB : Les valeurs annoncées ci-dessous sont celles du constructeur. Nous les affichons pour permettre aux lecteurs de faire les comparaisons :

caractéristiques techniques

Puissance de sortie :
2 × 20 W efficaces
2 × 30 W musique

Distorsion :
< 1 % à la puissance nominale
< 0,2 % pour 2 × 15 W

Courbe de réponse : linéaire de 10 à 50 000 Hz à ± 3 dB

Rapport signal/bruit :
— 80 dB à 1 000 Hz

Diaphonie :
— 50 dB à 1 000 Hz
— 45 dB entre 20 et 10 000 Hz

Contrôles de tonalité :
graves à 50 Hz : + 16 à — 16 dB ;
aiguës à 10 000 Hz : + 14 à — 16 dB

Contrôle de balance :
de 0 à — 20 dB

Correction entrée PU :
conforme aux normes R.I.A.A.

Filtre rumble : commutable ; fréquence coupure : 80 Hz, atténuation : 12 dB octave

Filtre scratch : commutable à trois positions : 0 : réponse linéaire ; 1 : atténuation 12 dB/octave à 5 000 Hz ; 2 : atténuation 12 dB/octave à 10 000 Hz

Filtre contour : commutable à trois positions ; 0 : réponse linéaire ; 1 : à 50 Hz + 8 dB et à 10 000 Hz + 3 dB ; 2 : à 50 Hz + 16 dB et à 10 000 Hz + 7 dB

Sensibilité pour P. : 2 × 20 W

Pick-up mag. : 3 mV - 47 kΩ

Autres entrées :
100 mV — 500 kΩ

Impédance de charge :
4 à 16 Ω
Valeur nominale : 8 Ω

Facteur d'amortissement :
> 100

Equipement transistors :
28 transistors et 15 diodes

Alimentation : 110 à 240 V alternatif 50 et 60 Hz

Consommation : 120 W pour P. max.

Dimensions :
420 × 255 × 100 mm

Poids : 6,5 kg

Présentation : coffret noyer

CONCLUSION

Cette longue étude montre que nous sommes en présence d'un appareil entièrement satisfaisant sur le plan purement technique et technologique. Sur le plan de l'écoute, les résultats ont toujours été satisfaisants quel que soit le type de cellule lectrice et d'enceintes acoustiques mises en œuvre.

Pour terminer nous pouvons dire que PHILIPS avec sa prestigieuse gamme « HI-FI International » est digne d'attirer et de satisfaire les mélomanes les plus exigeants.

Henri LOUBAYERE.

EMPLOI DES CIRCUITS INTÉGRÉS
en télévision N. et B. et couleur

par F. Juster

En poursuivant la revue des circuits intégrés utilisables en télévision, il est utile d'indiquer ceux analysés précédemment : le MC1590 de Motorola pouvant convenir à l'amplification HF et MF image et son FM-TV à des fréquences jusqu'à 200 MHz, également intéressant dans les étages VF (sauf le dernier). Le MC1352P de Motorola fonctionnant en amplificateur MF vision, est particulièrement intéressant, grâce à sa commande automatique de gain (CAG) particulièrement bien conçue.

Voici d'autres circuits intégrés pouvant donner des résultats excellents en télévision.

Amplificateur MF-DET-BF

Dans le dernier téléviseur couleur RCA, l'amplification BF est réalisée à l'aide d'un circuit intégré et d'un seul transistor final.

Le circuit intégré possède le schéma intérieur de la figure 1 sur lequel il est facile de voir que l'on dispose de trois sections : la première est à entrée aux points 1-2 et sortie aux points 11-12, la seconde avec entrée aux points 9-10 et sortie au point 13, enfin la troisième avec entrée au point 7 et sortie au point 5.

Ce dernier point est relié à la base du transistor extérieur (voir figure 2) du type NPN monté en émetteur commun, suivi du haut-parleur.

Ce circuit intégré permet la réception des signaux de son-TV modulés en fréquence et fournis sous forme de signaux MF à 4,5 MHz par le procédé interporteuses.

On se souviendra qu'en Europe la fréquence de 4,5 MHz est remplacée par celle de 5,5 MHz, ce qui ne change rien au montage, sauf en ce qui concerne les bobinages accordés.

Section 1

Analysons d'abord le schéma de la première section du circuit intégré.

Elle est destinée à l'amplification MF à 4,5 MHz (ou 5,5 MHz). Le signal provenant du récepteur vision est transmis aux points 1-2 par un transformateur accordé et appliqué à la base (point 1) de Q_1 qui reçoit par le point 2, la tension de polarisation par l'intermédiaire de la résistance R_{11} de 5 kΩ.

La paire différentielle à couplage par émetteurs, Q_1-Q_2 amplifie le signal MF son, qui est transmis par liaison directe, du collecteur de Q_2 à la base de Q_3.

Remarquons la résistance commune d'émetteurs R_1 de Q_1 et Q_2 reliée à la masse, la base de Q_2 (monté en base commune) reliée au point 3 en vue du découplage vers la masse et polarisée à travers R_{10} de 5 kΩ à partir du circuit R_7-R_8 de l'émetteur de Q_6, ce qui est parfaitement normal, car les transistors étant des NPN, la tension au point considéré du diviseur R_7-R_8 est positive en raison de la chute de tension due au courant d'émetteur de Q_6.

Le collecteur de Q_1, monté en collecteur commun, doit être relié à un point de tension positive stabilisée.

Pour obtenir cette stabilisation, on a utilisé le transistor Q_{14} dont le collecteur est relié à la ligne positive point 14, l'émetteur est relié au collecteur de Q_1 et la base reçoit la tension fixée par la diode zener Z_1, montée entre masse et la résistance R_{319} de 5 kΩ reliée au point 14. Le circuit régulateur utilise également Q_{12} et Q_{13}. La tension positive régulée est utilisée par les transistors Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 et Q_5.

Du collecteur de Q_2 le signal étant transmis à Q_3, le signal fourni par ce transistor monté en collecteur commun est pris sur le diviseur de tension R_3-R_4 et appliqué à la base de Q_4.

Remarquons que la paire différentielle à liaison par les émetteurs et le transistor Q_6, constituent un ensemble de montage analogue à Q_1-Q_2 et Q_3, mais avec certaines valeurs des éléments différentes.

La partie suivante se compose de la paire différentielle composée de Q_7 et Q_8 associés à Q_9 utilisée comme source de courant constant.

On voit que la polarisation de base de Q_9 est déterminée par le circuit R_9 D_1, la base de Q_8 étant reliée au point 2 de découplage et à la ligne + stabilisée reliée au collecteur de Q_1 et à d'autres électrodes.

Le signal MF amplifié par la section 1 est alors disponible au point 11.

Détecteur FM

Les éléments du détecteur de rapport sont les diodes D_2 à D_5 dont l'entrée est aux points 9 et 10 et la sortie BF aux point 13.

Il est évident que le bobinage du discriminateur sera disposé entre la sortie de la section 1, amplificateur MF et l'entrée du discriminateur de rapport.

Amplificateur BF

La troisième section de ce circuit intégré a l'entrée au point 7. Entre la section 2 et la section 3, on a disposé le circuit de réglage de gain (VC) et des condensateurs de liaison.

L'amplificateur BF de la section 3, commence sur la base du transistor Q_{10}, monté en collecteur commun, suivi de Q_{11} monté en émetteur commun polarisé par R_{14} de 150 Ω non découplée produisant ainsi une contre-réaction d'intensité.

La charge de collecteur de Q_{11} est R_{22} de 7 kΩ, et détermine une tension positive convenant à la base de Q_{16}.

Ce dernier transistor du circuit intégré est monté en émetteur commun, le collecteur, non accessible, étant relié à la ligne positive, point 14, par la résistance R_{23} de 400 Ω.

La sortie, sur l'émetteur est accessible au point 5.

Montage du récepteur de son

En partant du collecteur du dernier transistor de l'amplificateur MF vision, on trouve (voir figure 2) le bobinage de 12 μH, la diode détectrice CR301 fournissant le signal FM. Le signal MF vision est filtré par le filtre, composé des bobines de 6,5 μH, 1,8 μH et la capacité de 3 pF. Le transformateur T_1 sélectionne le signal MF son FM à 4,5 MHz, grâce à l'accord sur cette fréquence du primaire à l'aide d'un condensateur de 18 pF. Le secondaire est relié aux points 1-2 de la section 1 du CI, dans laquelle le point 3 est découplé par 10 000 pF.

La sortie du signal amplifié est aux points 11 et 12, réunis au primaire, accordé par 100 pF, du transformateur T_2 de discriminateur dont le secondaire, à prise médiane, est relié aux points 9 et 10 d'entrée de la section 2, discriminateur de rapport. Le point 6 est mis à la masse et le point 13, relié à la masse par 4 700 pF (stabilité), transmet au VC le signal BF, par l'intermédiaire du condensateur de 0,47 μF, au VC de 100 kΩ et au réglage de tonalité de 100 kΩ également. Du curseur du VC le signal passe par un condensateur de 0,15 μF au point 7 de la section 3, amplificatrice BF.

Ce point est relié à la masse par une faible capacité de 100 pF stabilisatrice. Du point 5, sortie de la section 3, le signal parvient au transistor, type 3 250 monté en émetteur commun. La tension du point commun des deux résistances de 33 Ω polarise l'électrode du point 7 qui est la base de Q_{10}.

La tension de 155 V est appliquée au transistor de puissance, type 3 250 à travers une résistance à forte dissipation (2 W) de 220 Ω.

CAF à circuits intégrés

Le dispositif de CAF (commande automatique de fréquence) qui se désigne actuellement aux USA par AFT (automatic fine tuning) permet de rendre correct, automatiquement, un accord approché.

Dans les dispositifs normaux, utilisés jusque dans ces derniers temps, le bloc VHF était à rotacteur et celui UHF à accord continu de la fréquence.

En VHF, on obtenait un canal par commutation effectuée avec le rotacteur et l'accord était amélioré, pour le maximum de son donc de la meilleure image, à l'aide du vernier.

Ce dernier était généralement un condensateur variable ou parfois une diode à capacité variable commandée par une tension variable provenant du curseur d'un potentiomètre.

En UHF, le démultiplicateur du condensateur variable du bloc UHF permettait de trouver l'accord correct, opération souvent malaisée, car la liaison entre démultiplicateur et CV, était parfois effectuée à l'aide de câbles.

Actuellement on préconise la commande continue d'accord par réactance variable aussi bien en UHF qu'en VHF. De plus, à la commande continue, on peut ajouter, les systèmes à poussoirs pour obtenir des stations présélectionnées choisies évidemment, parmi celles recevables dans la région.

Dans tous les cas, un accord doit être rendu précis manuellement ou automatiquement, ce qui conduit de très nom-

Q 14 R19 5kΩ Q 15 B Z2 B Z3 R22 7kΩ R23 400Ω 14
Q 12 B Z1
R 20 3kΩ
Q 13 Q10 Q 11 Q16
R 21 . 3 kΩ 5
7
o12
R 2 3,6kΩ Q 3 R6 910Ω Q 6 R 18 4kΩ R14 150Ω 4
11
R 4 200Ω R 8 200Ω D 2 10
D4
Q 1 Q 2 Q 4 Q 5 Q 7 Q 8 R12 10kΩ
1
13
R 9 1,62 kΩ R13 10kΩ
R1 2kΩ R 3 3kΩ R 5 500Ω R7 3kΩ Q 9 D3
D1 8 9
D5
2 R 11 5kΩ
3 R10 5kΩ

FIG.1 A. 31.03.70

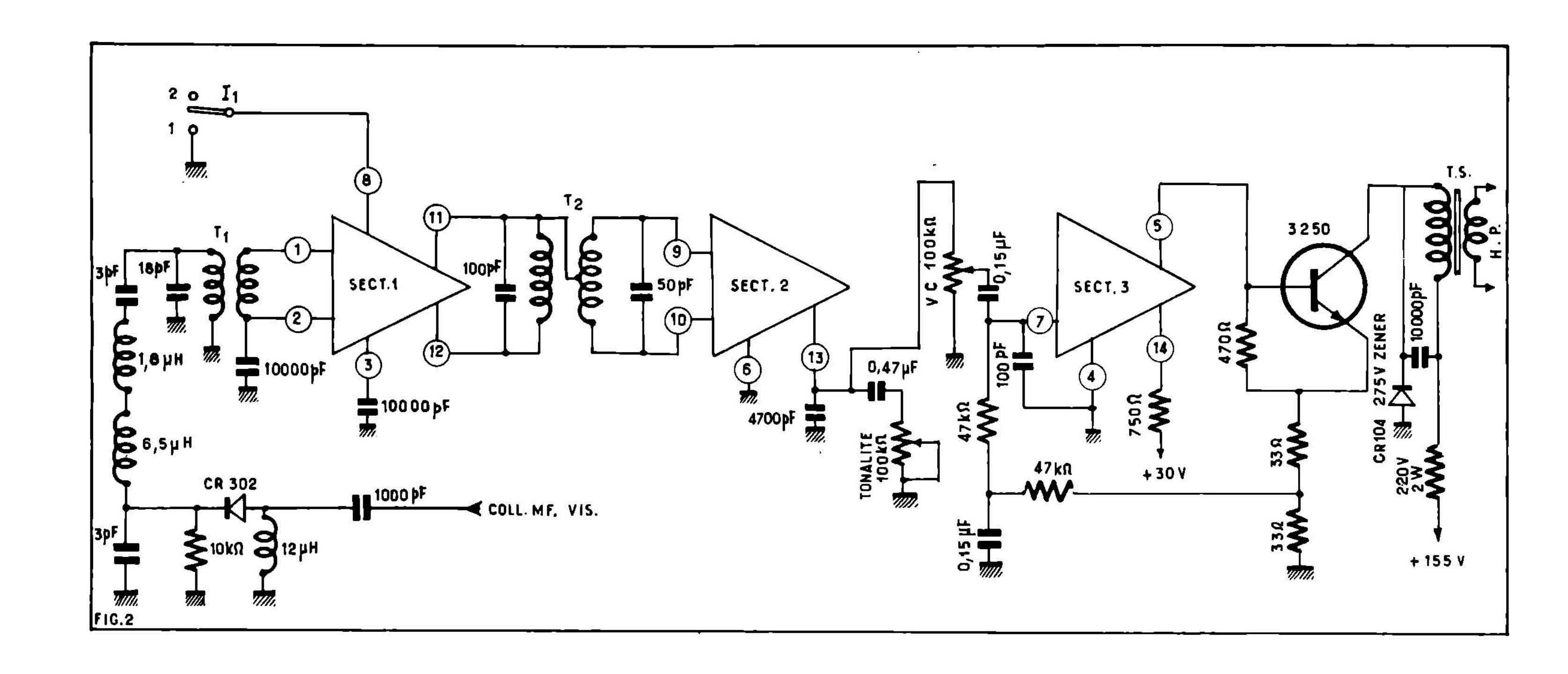


FIG.2

peens (notamment français, allemands, anglais, italiens et hollandais) vers le dispositif de CAF.

Celui-ci est toutefois de fonctionnement délicat et nécessite un nombre relativement important de composants actifs et passifs. Pour cette raison l'emploi des circuits intégrés s'est imposé dès que ces circuits ont été proposés par les fabricants spécialistes, avec des prix accessibles à tous.

Il existe plusieurs sortes de CI utilisables pour l'accord automatique des blocs UHF ou VHF :

1° Ceux dits universels, permettant leur emploi dans un appareil de TV couleur ou noir et blanc quelconque. De tels circuits ont été décrits dans notre revue.

2° Ceux destinés à toutes applications comme certains amplificateurs, associés à des diodes convenablement choisies.

3° Ceux établis spécialement pour un téléviseur déterminé. C'est le cas du CI, type 1301IC de la RCA pour ses propres téléviseurs couleur CTC40.

Rappelons que dans un système CAF, il y a plusieurs parties :

a) la partie amplificatrice MF

b) le discriminateur

c) l'amplificateur de continu de la tension de réglage fournie par le discriminateur

d) la réactance variable corrigeant l'accord du bloc VHF ou UHF.

Les parties discriminateur et réactance variable sont indispensables, les deux autres sont parfois omises dans certaines réalisations commerciales ou de laboratoire. Le discriminateur est généralement à diodes et peut être du type « rapport » ou FOSTER-SEELEY.

La CAF du récepteur RCA

Dans le téléviseur RCA, la partie amplificatrice et le discriminateur, constituent le circuit intégré 1301IC. La réactance variable est un transistor en VHF et une diode à capacité variable (en fonction d'une tension) en UHF.

L'utilisateur accorde le bloc avec soin, mais cette opération est rendue automatique en ce qui concerne la recherche de la précision de l'accord, grâce à l'action de la CAF.

La figure 3A, donne le schéma simplifié de la partie réactance variable, agissant sur les deux blocs. En haut le circuit VHF et en bas le circuit UHF.

A gauche on a indiqué l'amplificateur « DISC AMPL » qui est la sortie du CI et fournissant la tension variable de correction provenant du discriminateur.

Cette tension continue variable est alors appliquée au transistor réactance variable associé à l'oscillateur du bloc VHF. Grâce à la réactance variable, commandée par la polarisation de la base, une capacité variable apparaît aux bornes du condensateur d'accord de l'oscillateur et corrige l'accord.

En UHF, la même tension de réglage de CAF commande la diode à capacité variable, montée en parallèle sur la capacité d'accord de l'oscillateur du bloc UHF.

En figure 3B, on a représenté d'une manière simplifiée les circuits associés au circuit intégré.

Ce dernier a été scindé théoriquement en deux « moitiés ». Celle de gauche est un amplificateur MF. Celui-ci reçoit du troisième étage MF vision du téléviseur, le signal qui est transmis par le condensateur C120 et l'éliminateur C1301-L1301.

appliqué à la moitié du CI, au point 7, où se trouve une bobine accordée sur 46,1 MHz.

L'éliminateur est destiné à supprimer le signal correspondant à la MF son, du canal adjacent, laissant passer le signal à 46,1 MHz.

Ce signal est alors transmis, du point 6, au primaire du bobinage de discriminateur, accordé sur 46,1 MHz également, tandis que le secondaire de ce bobinage est accordé sur 45,75 MHz. Ce bobinage est connecté aux diodes du discriminateur du circuit intégré.

La tension de réglage est amplifiée par un amplificateur de continu, donnant à la sortie, une tension continue variable différentielle.

Cette tension différentielle est composée de deux tensions disponibles en deux points terminaux de sortie distincts, du circuit intégré.

La différence entre les tensions de ces points c'est-à-dire la tension différentielle, correspond à l'erreur d'accord et au sens de cette erreur. Lorsque l'accord du téléviseur est imparfait, donnant lieu à une fréquence MF, f_e différente de celle correcte qui est de 45,75 MHz, la différence (f_e — 45,75 MHz) a un signe positif, ou négatif, selon que f_e est supérieure ou inférieure à 45,75 MHz.

D'autre part la différence (f_e — 45,75 MHz) a une certaine valeur que nous nommerons déviation.

La tension d'erreur, c'est-à-dire la tension différentielle correspond en signe et en amplitude à la différence (f_e — 45,75 MHz).

Ce système de CAF, permet d'obtenir une tension différentielle de ± 9 V. C'est cette tension qui est appliquée aux circuits réactances des tuners comme on l'a mentionné plus haut.

On désigne ce CI également sous le numéro TA5360 de la RCA.

Son schéma intérieur est donné par la figure 4. En tenant compte également des branchements indiqués par la figure précédente, on peut voir que l'entrée 7-6, où se branchent le circuit éliminateur et le circuit accordé sur 46,1 MHz, est représentée par les bases des transistors Q_1 et Q_2, constituant une paire différentielle à couplage par les émetteurs dont la sortie s'effectue sur le collecteur de Q_2 point 2.

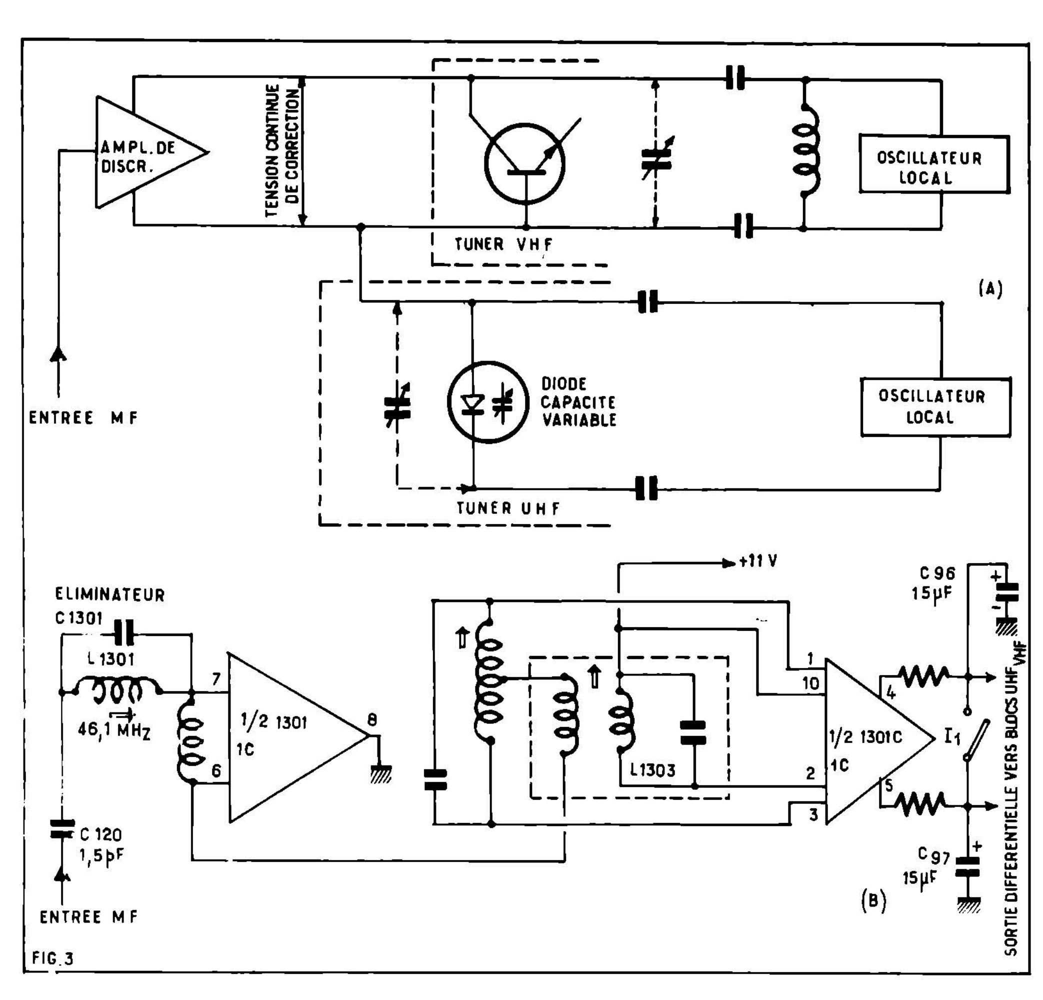
Le point 8 est relié à la masse, permettant ainsi la polarisation des émetteurs de Q_1 et Q_2.

Le signal MF amplifié est transmis du point 6, par l'intermédiaire du bobinage du discriminateur au point 2 du CI, l'autre extrémité du secondaire de L1303, étant reliée au point + Alimentation, le point 10 du CI.

Les diodes du discriminateur sont reliées au bobinage correspondant par les points 1 et 3 du CI. En fait, servent comme diodes de discriminateur de rapport d'une part D_3 et D_4 donnant la tension continue aux bornes de D_8 et sur la base de Q_4 et, d'autre part, les diodes D_2 et D_3 donnant la tension continue aux bornes de D_7 et sur la base de Q_3.

D'autres diodes sont polarisées à l'inverse et fonctionnent comme des capacités (D_5, D_6, D_7, D_8).

L'amplificateur différentiel Q_3-Q_4, associé à Q_5 servant de source de courant constant, amplifie les deux tensions fournies par les deux discriminateurs. Comme chacun donne une tension d'amplitude égale, mais de polarité opposée, les tensions amplifiées obtenues aux points 4 et 6, aux bornes de R_4 et R_5, sont également égales et opposées, leur différence étant la tension différentielle de correction de ± 9 V maximum.



stabilisée par le circuit composé de D_{10}, D_{11}, R_7 et R_8 qui, polarise, également à l'inverse les diodes utilisées comme capacités.

L'interrupteur I_1 (voir figure 3B) permet de court-circuiter les points de branchement de la tension différentielle de correction, des blocs UHF et VHF.

On peut voir sur cette figure que les points 4 et 5 du circuit intégré ne sont pas reliés directement aux blocs, mais par l'intermédiaire de résistances transmettant parfaitement le signal continu variable.

Lorsque l'interrupteur I_1 est fermé, il n'y a pas d'application de la tension de correction aux blocs et ceux-ci fonctionnent sans CAF, donc en réglage manuel ou avec poussoirs.

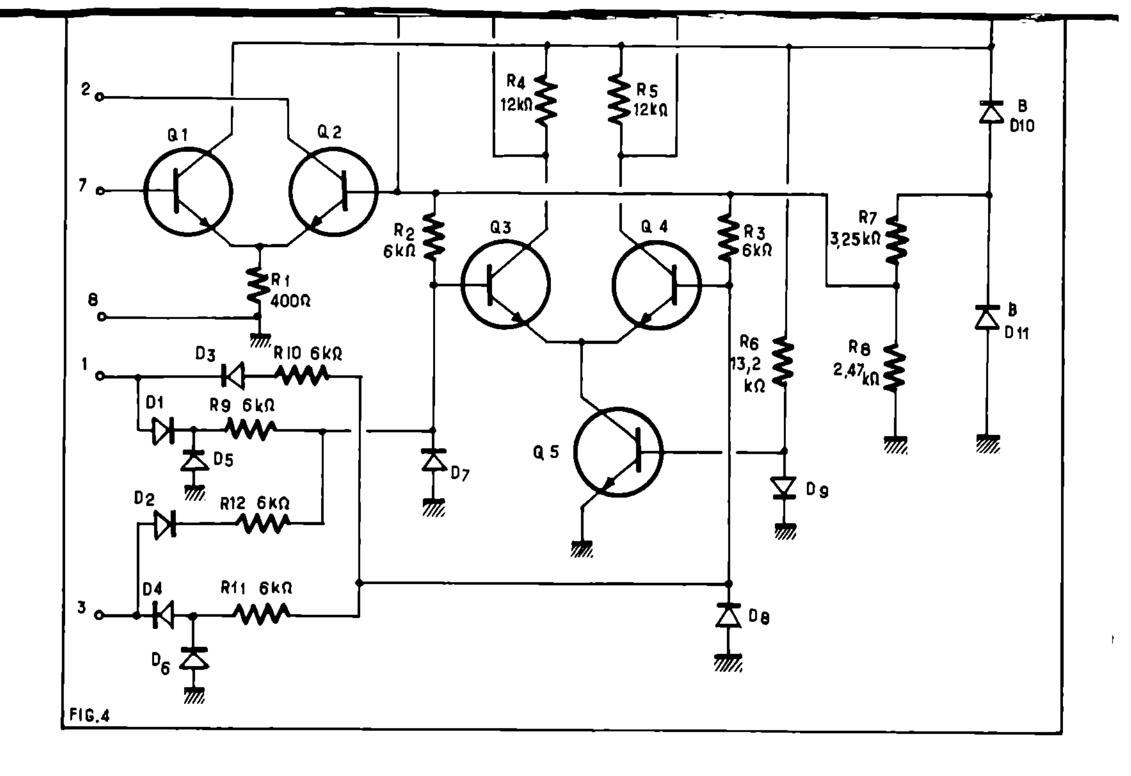


FIG.4

Circuits intégrés spéciaux TV couleur

La plupart sont d'origine américaine et destinés spécialement aux décodeurs NTSC donc, ne présentant pour nos lecteurs qu'un intérêt scientifique, mais, sans aucun doute la connaissance de ces circuits est intéressante et peut se montrer utile éventuellement lorsqu'on aura affaire à des téléviseurs couleur de système PAL ou bisystèmes SECAM-PAL ou, encore, des ensembles de TV couleur en circuit fermé, dont certaines réalisations peuvent comporter un décodeur NTSC lorsque la transmission s'effectue à l'aide de signaux VF modulés en chrominance selon ce système. Pour le moment nous nous limiterons à la liste, non limitative des principaux CI existant actuellement, utilisables dans les décodeurs NTSC et PAL.

1° Chez FAIRCHILD le CI, type μA737 que l'on peut trouver notamment dans le téléviseur Zenith. Ce circuit reçoit le signal de chrominance et celui du *burst* à 3,58 MHz et fournit à la sortie les trois signaux VF chrominance, B-Y, R-Y et V-Y, mais à niveau bas, ce qui oblige à les amplifier à l'aide de trois transistors individuels avant d'être appliqués au tube cathodique.

2° Chez Motorola, on peut trouver actuellement un CI pour la réalisation d'un démodulateur de chrominance, type MC1327P spécialement étudié pour être utilisé dans un téléviseur système PAL ou un téléviseur bisystème SECAM-PAL mais ne servant que dans le système PAL.

Pour le NTSC, Motorola a prévu des démodulateurs de chrominance comme des circuits intégrés suivants MC1325, MC1326, MC1328.

Nous effectuerons ultérieurement une étude sur le CI, type MC1327 destiné en système PAL, car pour le moment nous ne possédons que le schéma de ce circuit et une documentation insuffisante sur son montage et son fonctionnement.

3° Chez General Instruments Corp, on a réalisé toute une série de CI pour TV couleur utilisant des techniques intégrées de transistors MTOS (métal-oxyde, silicium).

Il existe quatre circuits intégrés MTOS permettant la réalisation des parties suivantes d'un décodeur NTSC :

a) Circuit intégré, type 8102 servant de matrice,

b) Circuit intégré, type 8103 servant d'amplificateur chroma du signal BURST,

c) 8104X utilisable comme démodulateur,

d) 8105 : synchronisateur des signaux de chrominance.

Modules sur film hybride

Un amplificateur MF accordé sur 30 MHz et à large bande est proposé par SYLVANIA. Le module type MS500 (B = 5 MHz) et le MS501 (B = 1 MHz) sont réalisés sur film hybride et montés en boîtiers dont les dimensions sont de 2,31 × 2,4 × 0,37 cm avec six fils de branchement. Il en résulte la possibilité de monter ces modules « en hauteur » et de ce fait, ils ne prendront qu'une surface de 2,4 × 0,37 cm sur la platine de montage.

Les modules sont différents en ce qui concerne la composition des circuits intégrés, car ils constituent des amplificateurs réellement complets, contenant non seulement les semi-conducteurs et les résistances mais aussi tous les éléments complémentaires, tels que bobines, capacités de liaison, capacités de découplage.

L'inconvénient de cette formule est l'impossibilité de modifier les caractéristiques du module concernant la fréquence médiane d'accord (30 MHz) et la largeur de bande (5 MHz ou 1 MHz). En effet les connexions des bobinages ne sont pas accessibles et il n'est pas possible, par conséquent de modifier l'accord ou d'augmenter la largeur de bande à l'aide de résistances d'amortissement.

Tels quels ces modules, réalisés surtout pour des applications professionnelles des télécommunications (y compris la TV et la FM) doivent être utilisés tels que ou être commandés au fabricant avec les caractéristiques différentes en ce qui concerne la fréquence médiane d'accord et la bande.

On peut utiliser ces modules en MF dans les récepteurs à changement de fréquence recevant les bandes VHF ou UHF ou les deux, en amplificateur image ou son. La CAG peut être appliquée aux transistors de ces modules. Les facteurs de souffle sont 7 et 14 dB pour les types MS500 et MS501.

La figure 5 donne le schéma intérieur des deux modules dont nous allons donner ci-après une analyse rapide.

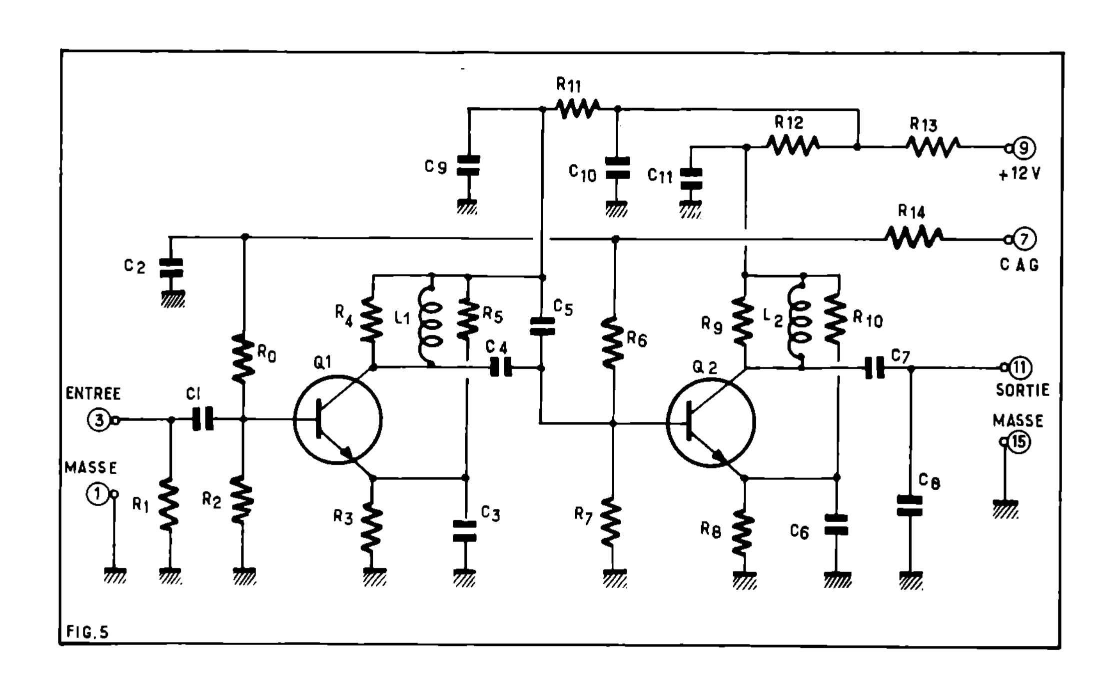


FIG.5

Le signal d'entrée provenant de la sortie d'un bloc HF-changeur de fréquence, est appliqué, par l'intermédiaire d'un bobinage accordé, au point 3 d'où il est transmis à la base de Q_1, transistor NPN monté en émetteur commun, par l'intermédiaire de C_1.

La base est polarisée par le diviseur de tension R_0-R_2 monté entre la masse et la ligne de CAG, ou la tension positive par rapport à la masse.

On a polarisé l'émetteur à l'aide de R_3 découplée par C_3. Dans le circuit de collecteur de Q_1 on trouve la bobine L_1 accordée par C_4 et C_6 en série, et par diverses capacités parasites. La capacité totale d'accord est alors :

$$C_t = C_p + \frac{C_4 \cdot C_6}{C_4 + C_6};$$

ou C_p = capacité parasite.

Remarquons que l'impédance de sortie, sur le collecteur de Q_1 est plus élevée que celle d'entrée, sur la base de Q_2. L'adaptation est réalisée par C_4 et C_6 constituant un diviseur de tension capacitif, montage que nos lecteurs ont eu l'occasion de rencontrer dans d'autres schémas MF et HF de divers récepteurs.

Revenons au circuit accordé L_1 C_t. La bobine L_1 est amortie par R_4 et d'autres résistances, ce qui correspond à une résistance d'amortissement R_a donnée par la formule :

$$\frac{1}{R_a} = \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_p}$$

dans laquelle R_p est la résultante de divers résistances parasites comme les suivantes :

a) résistance de sortie de Q_1,

b) résistance parallèle de pertes de L_1 et des capacités matérielles C_4 et C_6,

c) résistance d'entrée de l'étage suivant rapportée sur L_1, le rapport de transformation étant déterminé par C_4 et C_6.

A NOS LECTEURS

Les amateurs radio que sont nos lecteurs ne se bornent pas — nous le savons par le courrier que nous recevons — à réaliser les différents montages que nous leur présentons.

Nombre d'entre eux se livrent à des essais et à des expériences originales, d'autres, qui ne possèdent évidemment pas tout l'outillage ou l'appareillage de mesures nécessaire aux travaux qu'ils veulent entreprendre, dont l'achat serait trop onéreux, ont recours à des « astuces » souvent fort ingénieuses.

Si donc vous avez exécuté avec succès un montage de votre conception, montage qui sorte des sentiers battus (poste radio ou dispositif électronique quelconque), si vous avez trouvé un truc original pour réaliser ou remplacer un organe qui vous faisait défaut, faites-nous en part.

En un mot, communiquez-nous (avec tous les détails nécessaires, tant par le texte que par le dessin, simples croquis qui n'ont besoin que d'être clairs) ce que vous avez pu imaginer dans le sens indiqué.

Selon leur importance, les communications qui seront retenues pour être publiées vaudront à leur auteur une prime allant de 20 à 150 F ou exceptionnellement davantage.

tante de la mise en parallèle de R_6 et R_7 qui est $R_6\ R_7/(R_6 + R_7)$.

En désignant par R_t la résistance globale aux bornes de L_1, la largeur de bande de l'étage 1 du module est :

$$B = \frac{1}{2\pi R_t C_t} \text{ Hz}$$

avec R_t en ohms et C_t en farads.

Il est donc clair que le montage d'une résistance de valeur différente de celle de R_4 permettrait de faire varier la largeur de bande sans modifier l'accord. Une modification de C_4 ou C_6 donnerait lieu à un accord différent.

Remarquons que la valeur de B est celle déterminée par le circuit accordé à bobine L_1, donc en ne tenant pas compte du bobinage MF d'entrée.

La tension d'alimentation est de 12 V, le + est au point 9 et le — à la masse, points 1 et 15. On peut voir que la tension positive est appliquée au collecteur de Q_1 à travers R_{13}, le circuit de filtrage C_{10} R_{11} C_9 et la bobine L_1.

La CAG est transmise à partir du point 7 par R_{14}, avec découplage par C_2 et par R_0, à la base de Q_1.

La commande automatique de gain est appliquée aux deux étages à transistors Q_1 et Q_2.

Passons au deuxième étage à transistor Q_2, NPN, monté selon un schéma analogue à celui de l'étage précédent.

La base est polarisée par R_6-R_7, l'émetteur par R_8 découplée par C_6 et le circuit accordé se trouve entre le collecteur et le circuit de découplage composé de C_{11}, R_{12}, C_{10} et R_{13} relié au + 12 V, point 9.

Le circuit à bobine L_2 est accordé par C_7 et C_8 en série et par les capacités parasites. Il est amorti par R_9. La résistance R_{10} détermine la tension de l'émetteur, car elle constitue, avec R_8 un diviseur de tension, de la même manière que R_6 et R_3 pour le premier étage.

Le signal de sortie est obtenu aux bornes de C_8, entre les points 11 et 15, ce dernier étant à la masse.

Le branchement de ce module dans un amplificateur MF ressort de l'analyse ci-dessus.

Le gain de tension est de 4 dB, donc de 100 fois et il est évident qu'il faudrait deux modules ou un module et un transistor individuel pour augmenter le gain jusqu'à vers 60 dB (10 000 fois).

Lorsqu'on utilisera deux modules, la CAG pourrait être remplacée par une polarisation fixe pour le deuxième module.

Voici quelques caractéristiques concernant le module Sylvania :

Alimentation : 12 V, 5,6 mA maximum.

Impédance d'entrée : 68 $\Omega \pm 15$ %.

Impédance de sortie 150 Ω max.

Fréquence médiane : 30 $\pm$ 1 MHz.

Température de fonctionnement : 55 °C à 100 °C.

Température de stockage : — 55 °C à + 125 °C.

Précisons que les modules MS500 et MS501 sont destinés à des équipements professionnels pour fonctionner dans des conditions sévères concernant la température, les chocs, les vibrations, l'accélération et autres exigences spéciales.

Grâce à la surface relativement « grande» du module la dissipation de chaleur s'effectue dans de bonnes conditions.

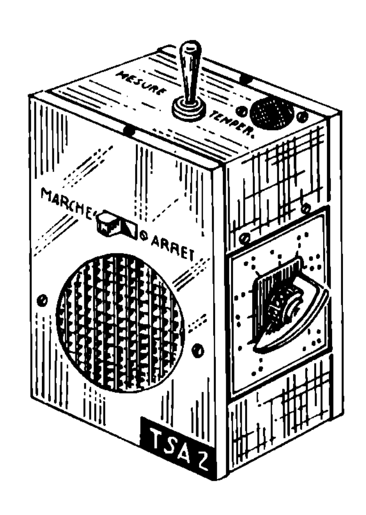
La CAG a une dynamique de 50 dB au-dessus d'une atténuation de 10 dB. Une tension suffisante de CAG peut verrouiller l'amplificateur.

Dans le cadre de notre rubrique : " petits montages électroniques " nous vous présentons cette fois deux appareils assez originaux. Outre leur utilisation pratique leur construction constitue, pour les débutants et même les autres, un excellent exercice pratique de câblage et une familiarisation avec le fonctionnement de composants nouveaux.

PETITS MONTAGES ÉLECTRONIQUES

1. THERMOMÈTRE SONORE TSA2

Cet instrument trouvera son utilisation chaque fois qu'un thermomètre à graduations, classique, ou électronique ne peut être mis en œuvre soit en raison de la difficulté ou même de l'impossibilité de lire une graduation. Nous pensons aux aveugles qui sont particulièrement handicapés dans ce domaine.



SCHEMA ET FONCTIONNEMENT

Le schéma de notre thermomètre sonore est donné à la figure 1, nous allons grâce à lui examiner la constitution et expliquer le fonctionnement de l'appareil.

L'âme de ce dispositif est un transistor unijonction 2N2646. Sans entrer dans les détails de fonctionnement trop approfondis, disons que le transistor unijonction est constitué par un barreau de silicium N sur lequel deux contacts, réalisés aux extrémités constituent des bases B1 et B2. Une jonction PN créée sur le barreau plus près de B2 que de B1 constitue l'émetteur. Si on trace la courbe caractéristique Ic en fonction de Ve on trouve une partie ascendante qui correspond à une résistance positive suivie d'une portion négative, ou l'intensité du courant varie en fonction inverse de la tension Ve. Cette zone est suivie d'une zone de variation positive. Ces zones positives et négatives permettent de faire fonctionner le transistor unijonction en oscillateur de relaxation. Tel est le cas sur le présent appareil. Le transistor unijonction utilisé est un 2N2646. Sa base B1 est reliée à la ligne négative de l'alimentation. Une résistance de 330 Ω est placée dans le circuit de la base B2. Un condensateur de 47 nF — est prévu entre l'émetteur et la ligne « Alimentation ». Une clé à deux contacts avec retour automatique à la position de repos permet de raccorder à l'émetteur soit une thermistance de 30 000 Ω soit un potentiomètre de 47 000 Ω utilisé en résistance variable en série avec une résistance fixe de 6 800 Ω. La fréquence de l'oscillation dépend de la constante de temps de l'ensemble résistance condensateur.

La mesure s'effectue de la façon suivante : la résistance de la thermistance diminuant lorsque la température augmente, la fréquence de l'oscillation de relaxation variera en fonction directe de la résistance. Donc pour une valeur déterminée de la température correspondra une fréquence d'oscillation elle aussi déterminée. Par la clé à deux positions de travail on remplace la thermistance par la résistance réglable. Il suffit alors de manœuvrer celle-ci pour obtenir la même fréquence, si cette résistance est dotée d'un cadran étalonné en température on peut facilement lire la valeur de la température. En somme on agit par comparaison.

Le son pour être entendu est émis par un haut-parleur. Pour obtenir une puissance suffisante l'oscillation prise sur l'émetteur du 2N2646 est appliquée par un condensateur de 33 nF à la base d'un 2N3390 qui équipe un étage amplificateur. Cette base est polarisée par une 56 000 Ω venant de la ligne + 9 V. Son circuit émetteur contient une résistance de stabilisation de 33 Ω et son collecteur est chargé par la bobine mobile du haut-parleur. Terminons en soulignant que l'alimentation se fait par une pile de 9 V découplée par un condensateur de 1 000 µF.

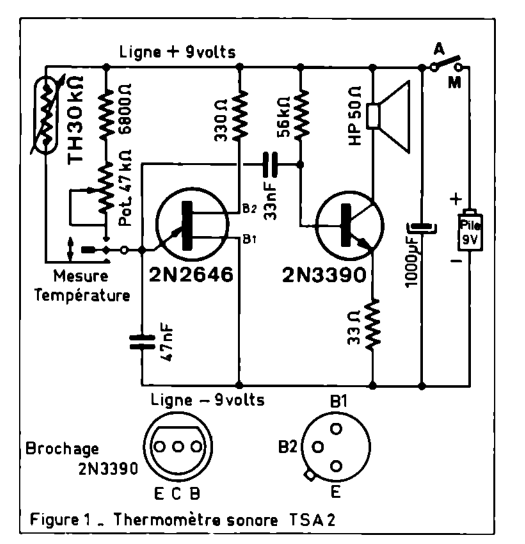


Figure 1 _ Thermomètre sonore TSA 2

REALISATION PRATIQUE

Le montage de cet appareil met en œuvre une plaquette de bakélite perforée de 11 rangées de 17 trous. La figure 2a montre une face de cette plaque et la figure 2b l'autre face.

Avec du fil nu on réalise les lignes + 9 V et — 9 V. Sur la face de la figure 2a on dispose les différents éléments : résistances, condensateurs, transistors et on effectue les liaisons indiquées sur la figure 2 b.

Le coffret métallique destiné à recevoir ce montage a pour dimensions 130 × 90 × 65 mm, sur une face de ce coffret on fixe le potentiomètre de 47 000 Ω et son cadran. Sur la face supérieure on monte la prise pour la sonde et la clé à double contact. L'interrupteur et le HP sont à fixer sur le panneau avant. La fixation du HP s'effectue par deux griffes serrées par vis et écrous. La plaquette de bakélite est fixée à l'intérieur du boîtier grâce à deux petites cornières métalliques. On effectue les liaisons entre ces différents composants, selon les indications de la figure 3.

La câblage de la sonde est indiqué à la figure 4. La thermistance est placée dans un tube métallique muni d'embouts. Le câble de raccordement sera blindé et terminé par une fiche s'adaptant à la fiche femelle de l'appareil.

ETALONNAGE

La mise au point est inexistante et se résume à l'étallonnage dans la gamme de température couverte, soit de 12° à 70°. Le mieux, est de procéder par comparaison avec un thermomètre classique. On pourrait faire cet étalonnage avec une meilleure précision en opérant dans une enceinte dont la température serait régulée par thermostat, mais cela demande un équipement que l'amateur ne possède pas. Aussi il est raisonnable d'utiliser la première méthode qui, dans la plupart des cas, procure une précision suffisante.

Si cet appareil est destiné, comme nous le signalons au début, à être utilisé par un aveugle, les inscriptions du cadran seront faites en caractères Braille.

Prise Sonde

Température Mesure

Interrupteur

A M

Pot. 47 KΩ

HP 50 Ω

30 KΩ

Fig.4 - Sonde

6800 Ω 330 Ω 33nF 56KΩ 1000µF 2N 2646 47nF 33 Ω 2N 3390

Fig.2a.

Fig.2b.

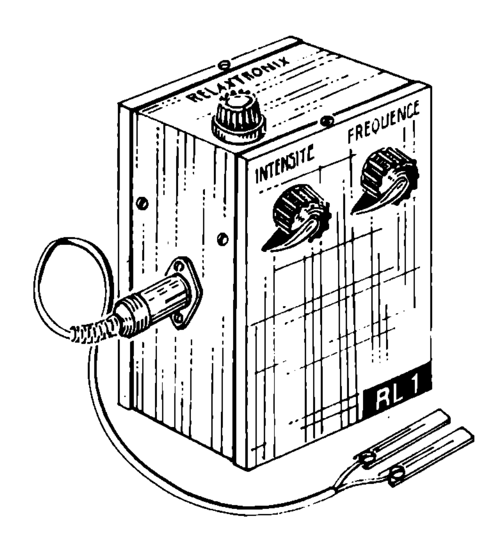
– Vers piles
+ 9 V.

Torsadés

Torsadés

Fig.3 - Câblage TSA 2

2. RELAXTRONIC RL1



Ce dispositif est en fait un relaxateur qu'on pourrait aussi qualifier de décontractant qui agit par stimulation des muscles. C'est en quelque sorte la version électronique du système à vibrations mécaniques qu'on trouve dans certains lieux publiques avec cependant comme différence qu'il agit localement et non globalement.

Il faut bien entendre qu'un tel appareil ne prétend nullement traiter et soigner une maladie quelconque car ce n'est pas un instrument médical et on ne doit attendre de lui que ce qu'il peut faire : c'est-à-dire soulager et stimuler un muscle fatigué.

LE SCHEMA

Si nous nous reportons à la figure 5 nous avons le schéma de l'appareil sous les yeux. Comme nous pouvons le constater cet appareil est équipé d'un transistor 2N1131 monté en oscillateur Hartley pour cela, il est associé à un transformateur portant la référence CH22. En fait seul le primaire à prise de ce transformateur, entre dans la composition de l'oscillateur. Une extrémité de cet enroulement est connectée directement au collecteur du transistor, la prise intermédiaire étant relié au — 6V, la partie considérée de l'enroulement est insérée dans le circuit collecteur. Toute variation de courant dans cette portion d'enroulement induit un courant de même forme dans l'autre portion, variation qui est introduite dans le circuit de base. Etant donné le rapport de phase, ce courant réinjecté s'ajoute à celui initial, ce qui à pour effet d'entretenir l'oscillation. La liaison de l'enroulement avec la base du 2N1131, s'effectue à travers un condensateur de 220 μF. La polarisation de la base est obtenue par un potentiomètre de 4 700 Ω monté en résistance variable. Ce potentiomètre est branché en série avec une 82 Ω entre le — 6 V et la base. La fréquence de l'oscillation peut-être réglée par le potentiomètre qui sert à modifier la constante de temps du circuit de liaison constitué par ce potentiomètre, la 82 Ω et le 220 μF. La variation de fréquence s'étend de 12 à 350Hz. Une résistance de 4,7 Ω dans le circuit émetteur stabilise l'effet de température. La pile d'alimentation de 6V est découplée par un 1 000 μF. Le secondaire sert à la liaison avec les électrodes d'application. Ce circuit secondaire est à haute impédance, une résistance de 27 000 Ω limite le débit, celui-ci peut être ajusté grâce à un potentiomètre de 100 000 Ω monté en résistance variable. Ce secondaire alimente aussi un voyant au néon qui par sa faible inertie lumineuse permet un certain contrôle de la fréquence.

(*Suite page* 45.)

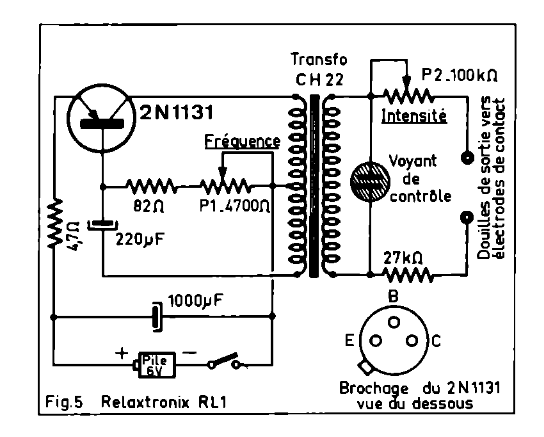


Fig.5 Relaxtronix RL1

FIG. 6b

FIG. 6a

VOYANT

4,7Ω

2N 1131

1000μF

220μF

82Ω

FREQUENCE

INTENSITE

P1 4700Ω

P2 100KΩ

Sortie vers électrodes de contact

27KΩ

Tr. CH22

Vers Piles 6V

FIG. 7_CABLAGE RL1_

SYNCHRONISEURS ÉLECTRONIQUES

entre projecteurs muets et magnétophones

par François ABRAHAM

Etant donné un projecteur muet et un magnétophone, comment faire accompagner la projection des films, de musique, de commentaires, ou de bruits concordant avec les images? Ce problème de sonorisation des films muets a reçu bon nombre de solutions, en particulier sous la forme du couplage mécanique entre les deux appareils. Cependant, il n'est pas rare que les amateurs considèrent comme peu pratiques les diverses manipulations nécessaires avec le couplage mécanique du projecteur au magnétophone.

D'autre part, de nombreuses suggestions de synchronisation simple ont également été publiées. La plupart de ces systèmes n'utilisent qu'un ruban simple et ne sont pas toujours adéquats.

Lorsqu'on essaie de faire fonctionner le magnétophone simultanément avec le projecteur, les difficultés de synchronisme ne tardent pas à apparaître. Certes, les décalages entre les images et les sons, selon la nature du sujet, peuvent être tolérés jusqu'à un certain point; mais en fin de film, le synchronisme peut quelquefois être tellement mauvais qu'il gâche tout le spectacle.

Il faudrait pouvoir verrouiller la vitesse du défilement de la bande magnétique avec précision à celle du film. Seule la souplesse des systèmes électroniques est susceptible de répondre à cette exigence.

Dans cet article seront décrites deux réalisations de synchroniseurs cent pour cent électroniques : une réalisation industrielle allemande, qui utilise le principe de la sonorisation synchrone au moyen d'une piste magnétique disposée sur le film et un dispositif anglais par G.-M. Farrer destiné à être réalisé par un amateur.

LE PREMIER SYNCHRONISEUR

Un projecteur de conception nouvelle aux points de vue mécanique, optique et électrique a été diffusé sur le marché allemand par la société Bolex et il y est connu depuis environ trois ans. En voici une brève description.

La partie électroacoustique comporte un amplificateur transistorisé, de 4 W, incorporé, qui est équipé d'un réglage de niveau, d'un commutateur d'effets sonores, d'un microphone avec des touches pour agir sur l'intermodulation, et pour l'effacement.

Pour la sonorisation, on passe simplement le film avec la piste magnétique déposée sur le bord dans le projecteur. La musique prévue, en provenance d'un tourne-disque ou d'un magnétophone, est enregistrée sur le film. Un réglage de niveau permet d'agir sur l'intensité, de l'augmenter ou de la diminuer lorsqu'il y a passage d'une scène à une autre. Les commentaires et les bruits sont inscrits à l'aide du microphone spécial livré avec l'appareil. Il suffit d'actionner un poussoir pour atténuer de 50 % la première inscription de façon à ce que la nouvelle domine et que la musique reste en fond sonore. Les fonctions mentionnées sont assurées, à l'enregistrement et à la reproduction, par trois touches commandées par des relais.

Un dispositif de pression spécialement conçu, qui peut être écarté en cas de marche arrière ou de projection de films muets, assure la bonne adhérence de la piste magnétique sur les têtes de reproduction ou d'enregistrement. Le projecteur comporte en accessoire un pupitre de mixage qui est fourni avec trois entrées réglables différentes.

Le projecteur Bolex SM8 représente, à proprement parler, la combinaison d'un projecteur et d'un « magnétophone ». ainsi, un haut-parleur elliptique de 2 W est incorporé, qui sert pour les représentations devant un petit public et pour le contrôle de la sonorisation.

Pour sonoriser des salles plus grandes, la valise que l'on peut se procurer en supplément, contient un haut-parleur de 6 W. Le prix de l'appareil, avant les augmentations, était de l'ordre de celui d'un téléviseur noir et blanc de très haute classe.

LE DEUXIÈME SYNCHRONISEUR

Lorsqu'il s'agit d'assurer simplement un commentaire des images, avec un fond sonore musical, un synchronisme absolu n'est pas indispensable. On peut envisager l'utilisation d'un projecteur et d'un magnétophone séparés, en leur adjoignant un appareil de synchronisation. En général, la solution électronique de synchronisation entre un projecteur muet et un magnétophone séparé utilise un système compensateur réglant la vitesse du projecteur d'après celle du magnétophone. Dans ce but, on emploie un contacteur mettant en circuit ou hors-circuit des éléments de compensation, par exemple des résistances ou des bobinages.

Mais à la différence de la liaison électro-mécanique de synchronisation, ce contrôle se fait électroniquement, grâce à des impulsions de commande. Un dispositif de contacteur sur le projecteur met en circuit ou hors-circuit automatiquement et d'une façon continue, un élément compensateur constitué par une résistance, et qui réduit automatiquement la vitesse du moteur du projecteur suivant qu'il tend à se produire un décalage de ce dernier par rapport à la marche du magnétophone.

LE PRINCIPE DU SYNCHRONISEUR

Le principe général signalé est appliqué avec quelques modifications dans le synchronisateur ci-après.

Le multivibrateur. — Pour le contrôle électronique du synchronisme, on a choisi le multivibrateur.

Cependant, le circuit comme il est, comporte certaines limitations ; néanmoins, il assure une bonne précision donnant, d'après son réalisateur, un synchronisme meilleur que 2 images de décalage dans un film de 60 mètres environ.

Le ruban perforé. — La plupart des cinéastes amateurs seront probablement familiarisés avec le ruban d'enregistrement perforé ou ruban cinématographique. Ce ruban appelé « cinetape », est disponible (en Angleterre) dans deux ou trois types, mais celui qui a été utilisé pour le synchroniseur est connu comme le type A qui a 16 performations par 3 3/4 pouces (8 cm environ). Le ruban en question peut fournir 16 impulsions électriques par seconde et agir comme contrôle ou commande du projecteur, conjointement avec le magnétophone et le circuit

tage. Dans cette connexion, il est à noter que la vitesse de défilement normale du projecteur doit être obligatoirement supérieure à 16 images par seconde, puisque le synchroniseur ne fera que réduire la vitesse du projecteur au synchronisme. Heureusement, la majorité des projecteurs a une vitesse normale de 18 images.

Les impulsions du projecteur. — Dans le but d'utiliser des dispositifs synchroniseurs, il est toujours nécessaire d'effectuer certaines modifications sur le projecteur ; le dispositif ci-dessous ne fait pas exception. On doit avoir accès à l'intérieur du projecteur de façon à pouvoir localiser le fil d'alimentation du moteur. Une autre modification consiste à fixer une paire de contacts destinés à fournir une impulsion pour chaque image du film. D'ordinaire, cette opération est assez aisée à réaliser ; — généralement, c'est sur l'axe actionnant l'obturateur que seront fixés les contacts. Ces modifications seront décrites en détail plus loin.

LE FONCTIONNEMENT ÉLECTRIQUE DU SYNCHRONISEUR A PHOTOTRANSISTOR

Ayant obtenu les impulsions requises du projecteur, elles sont appliquées, conjointement avec les impulsions en provenance du magnétophone, au synchroniseur qui fonctionnera alors de la façon suivante (voir figure 1).

placée à proximité du ruban perforé ci-dessus, fournit à la cadence du défilement des trous, de l'énergie au phototransistor TR1. Le signal de sortie est une impulsion de déclenchement qui fait passer TR2 à l'état passant, — TR2 et TR3 constituant un trigger de Schmitt. Le signal de sortie rectangulaire délivré par TR3 est différencié par C2 et R9 ; qui le convertit en tops positifs et négatifs, au point de jonction avec D1. La diode élimine assez efficacement les tops de polarité positive pour amener à l'état passant TR4.

Les impulsions synchronisent le multivibrateur. Les transistors TR4 et TR5 constituent un multivibrateur bistable, de façon que lorsque TR4 conduit, TR5 est bloqué. Une impulsion de polarité négative apparaît sur le collecteur de TR5 et amène TR6 à l'état passant.

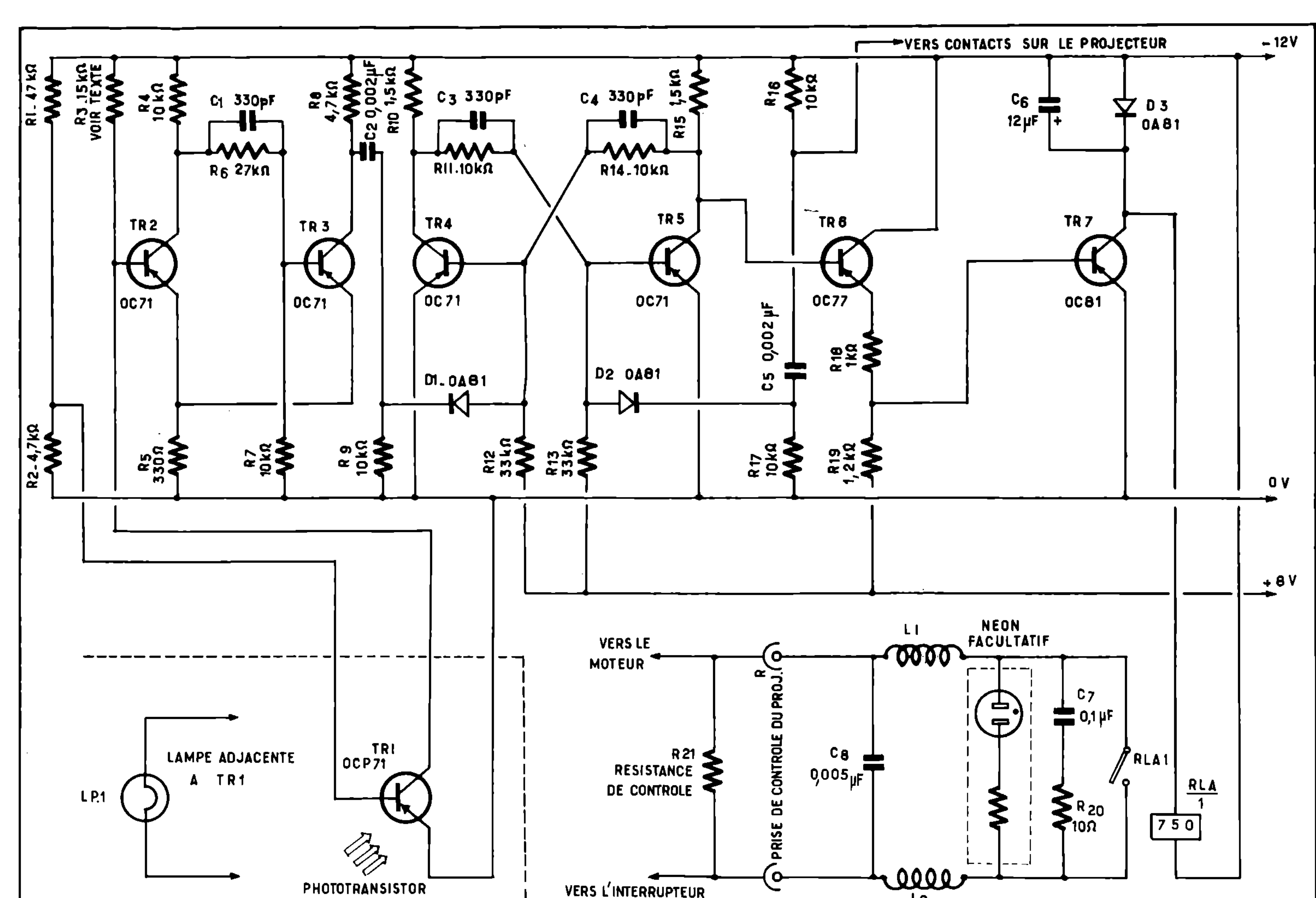
Le circuit de commande du relais. — Le transistor TR7 est normalement dans l'état non conducteur, dû au fait que R19 est retourné à une tension positive. Mais sous l'effet de l'impulsion négative en provenance de TR6, il est débloqué, commute et commence à conduire. Ainsi a lieu la commande impulsionnelle du relais : une puissance suffisante est rendue disponible par TR7 pour actionner le relais à lames souples RLA (du type REED), dont les contacts court-circuitent la résistance de contrôle dans le circuit du moteur. On peut observer qu'une armature du condensateur C5 est reliée aux contacts sur le projecteur. La capacité C5 maintient jusqu'à ce que les contacts sur le projecteur soient fermés pour créer un court-circuit rapide à travers C5 et R17.

C5 se décharge donc à travers R17 et applique un top de polarité négative à la base de TR5 par l'intermédiaire de D2. Une action se déclenche qui est semblable à celle du trigger de Schmitt, mais par un moyen électromécanique. L'arrivée du top à la base de TR5 amènera de nouveau TR5 à l'état passant et bloquera TR6 et TR7. Par conséquent, la bobine du relais cesse d'être excitée, le court-circuit de la résistance de contrôle est supprimé et le moteur est rétabli à sa vitesse normale.

Les autres composants dans le circuit de commande : L1, L2, C7, C8 et R20 agissent comme un circuit de suppression des transitoires pour minimiser l'interférence à fréquence radio. Les inductances L1 et L2 possèdent une résistance en courant continu suffisamment faible pour être ignorée du point de vue de la fonction de commande.

Sans doute entrevoit-on maintenant que l'impulsion du ruban perforé a pour fonction d'exciter le relais (de fermer le contact de travail) et que l'impulsion du projecteur celle de le couper de nouveau. Cette action continue pendant tout le temps que le dispositif tourne, mais si la vitesse du projecteur augmente légèrement, la durée du temps pendant laquelle le relais reste collé sera plus courte due au fait que l'impulsion du projecteur arrive plus tôt. En revanche, si la vitesse du

Fig. 1. — Circuit électrique complet du synchroniseur. LP1 et TR1 sont fixés sur le dessus de la platine du magnétophone



qui a lieu et, par elle, le synchronisme sera maintenu. Le dispositif est capable de maintenir un synchronisme de l'ordre de moins de 2 images d'erreur dans un film de 60 mètres environ.

La résistance de dérivation. — Etant donné que le projecteur reçoit sa puissance sous la forme d'une série d'impulsions, il serait trop beau d'obtenir un fonctionnement absolument doux. De fait, il est nécessaire que les contacts du relais aient au moins une dérivation partielle. Elle est fournie par la résistance R21 (Fig. 1) qui doit être d'un modèle pouvant dissiper 10 W, puisque dans certaines conditions une grande partie de la puissance du moteur sera dissipée à ses bornes.

La valeur de cette résistance dépendra dans une grande mesure des caractéristiques du moteur de sorte qu'il faut se contenter d'une valeur approximative. La valeur probable sera située entre 3 kΩ et 6 kΩ, mais il sera nécessaire de l'ajuster expérimentalement.

LA MISE AU POINT DU CIRCUIT ÉLECTRONIQUE

L'indication du fonctionnement correct. — On obtient une indication du fonctionnement correct si on peut entendre un crépitement régulier des contacts du relais ou en insérant provisoirement (ou peut-être même d'une façon permanente) une petite ampoule néon (Fig. 1) prévue pour la tension du secteur, qui serait à brancher sur les contacts du relais à lames souples pour fournir des éclats réguliers signe que le fonctionnement est convenable.

Comment déterminer la valeur exacte de R3. — La résistance qui doit faire l'objet d'une adaptation est R3 (base de TR2) dont la valeur nominale est de 15 kΩ. Il se peut que cette valeur se révèle appropriée. Mais en vue de la dispersion de gain des transistors, il peut éventuellement être nécessaire de choisir une valeur légèrement supérieure (ou inférieure) pour obtenir un fonctionnement adéquat du circuit de trigger de Schmitt. Un oscilloscope est très utile pour cette vérification.

Vérification avec l'oscilloscope. — Si on effectue la mesure à l'oscilloscope sur le collecteur de TR3 pendant que le magnétophone tourne avec un morceau de ruban perforé (« cinetape »), une onde rectangulaire régulière prélevée sur ce point indique que le montage est bon. D'ordinaire, des changements très faibles dans la valeur de R3 (pour la trouver, on peut brancher provisoirement un potentiomètre) ont un grand effet. Ceci est dû au couplage direct caractéristique de ce circuit. Pour cela, il faut donc procéder doucement. 10 à 20 kΩ devraient être ici les limites extrêmes requises.

Vérification sans oscilloscope. — Si un oscilloscope n'est pas disponible, il faut procéder comme suit : brancher un contrôleur à grande résistance aux bornes de R8 et faire passer le ruban perforé lentement devant la tête exploratrice de lumière. Le fonctionnement adéquat est alors manifesté par une montée ou une chute brusque de l'indication de l'aiguille, à mesure que les impulsions lumineuses atteignent le transistor OCP 71. Dans ce cas, il faut encore procéder lentement à la modification de R3.

Lorsqu'on essaye ce dispositif pour la première fois, il est très important d'assurer un alignement géométrique correct du bloc de balayage, représenté par OCP 71 et l'ampoule associée. D'autre part,

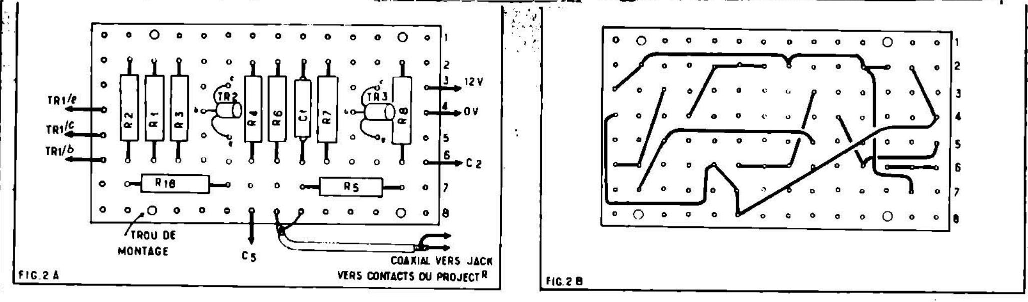


Fig. 2. — Disposition des éléments et plan de câblage (verso) de la plaquette 1 (Trigger de Schmitt) qui sera fixée dans le coffret du synchroniseur

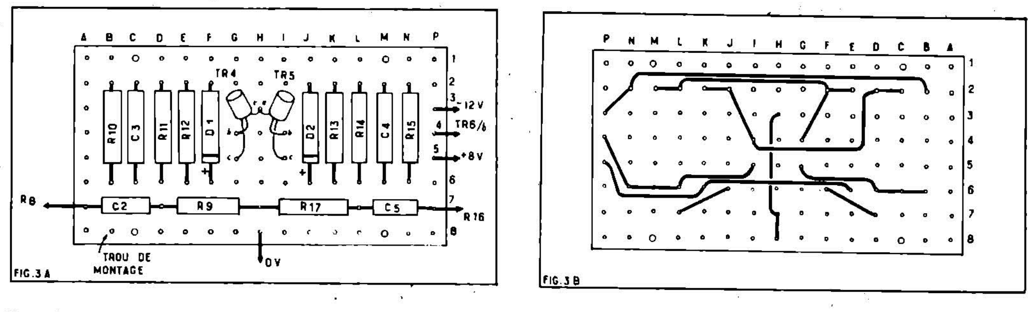


Fig. 3. — Disposition des composants et câblage (verso) de la plaquette 2 (multivibrateur bistable) qui sera fixée dans le coffret du synchroniseur

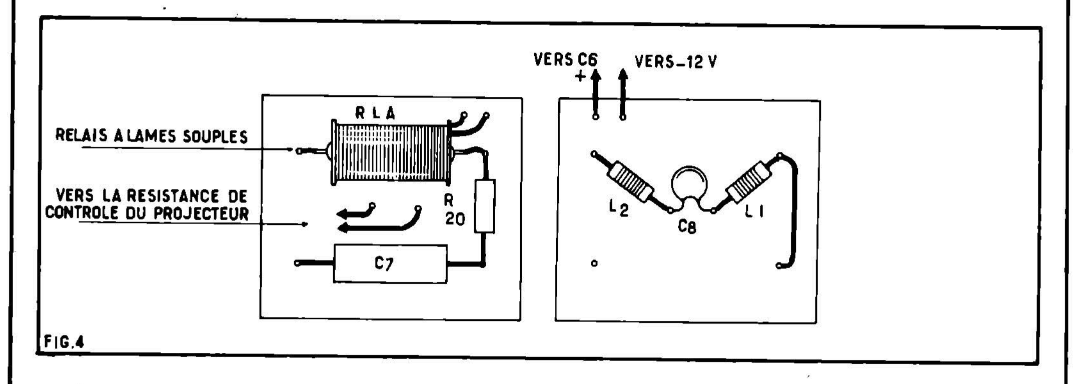


Fig. 4. — La disposition et le câblage des composants sur la plaquette du relais à lames souples (Reed), qui sera fixée dans le projecteur

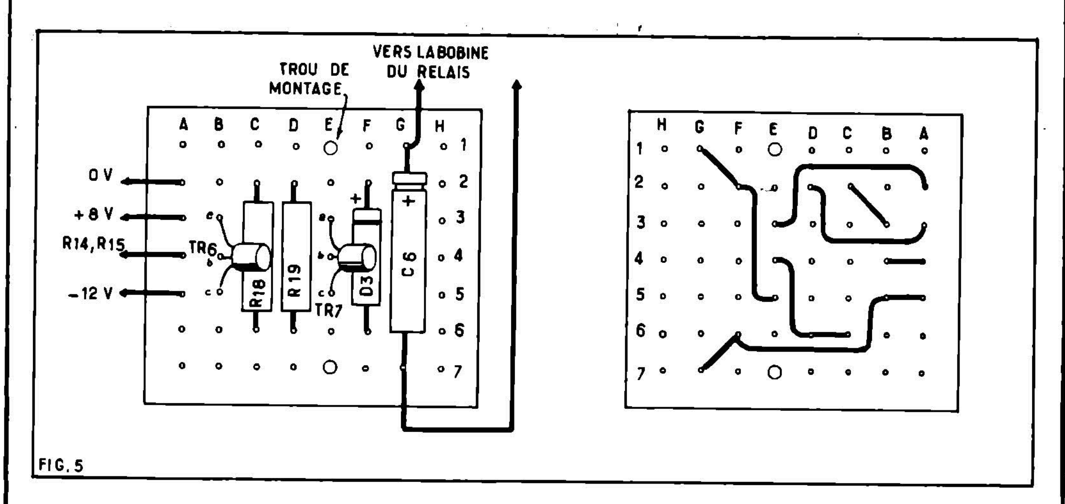


Fig. 5. — Disposition des éléments et câblage du bloc de commutation (plaquette 3). Prendre une plaquette plus grande pour y disposer le cas échéant le relais à lames souples

Il faut s'assurer d'obtenir un fonctionnement approprié du circuit du trigger de Schmitt avant d'essayer de connecter le projecteur ou de déterminer la valeur de R21.

LA CONSTRUCTION DU SYNCHRONISEUR

Montage, câblage. — Dans la construction du synchroniseur, la méthode sera naturellement dictée dans une certaine mesure par l'espace disponible à l'intérieur du projecteur. Elle dépend également de l'intention du constructeur d'aller plus ou moins loin avec son projet.

La réalisation pratique du synchroniseur ne présentera peut-être pas de difficultés particulières étant donné qu'elle suit une procédure tout à fait normale. Les Fig. 2, 3, 4 et 5 indiquent la disposition des composants et des schémas de câblage pour les plaquettes de montage. Selon le réalisateur, la disposition des éléments n'est pas critique. Le dispositif entier peut être décomposé en trois blocs (plaquettes) séparés ; le bloc du relais à lames souples sera, à son tour, fixé à l'intérieur du projecteur. De cette façon, les connexions du secteur seront logées proprement dans cet appareil ; d'autre part, il sera nécessaire d'y fixer un interrupteur supplémentaire pour pouvoir rétablir le fonctionnement normal, non synchronisé.

LA RÉALISATION DU RELAIS A LAMES SOUPLES

L'enroulement du relais à lames souples sera bobiné sur une carcasse faite d'un morceau de plaquette de câblage avec deux joues carrées en matière isolante (ou sur un support cylindrique isolé à paroi assez mince). L'ensemble est disposé comme indiqué en Fig. 6. Les joues sont fixées à la carcasse avec de la colle.

On bobine environ 10.000 spires (ou autant qu'il sera nécessaire pour remplir le support) de fil de cuivre émaillé de 11/100. Pour faciliter cette opération, on d'un boulon assez long. Le support de la bobine sera fixé sur le boulon tenu dans le mandrin de serrage de la perceuse. Si le rapport d'engrenage de la perceuse est tout d'abord déterminé en comptant les dents sur la roue d'engrenage, il sera ensuite facile de compter le nombre de tours de manivelle nécessaires pour bobiner environ 10.000 tours. Il n'est pas indispensable d'effectuer des couches jointives ; on doit toutefois prendre soin d'éviter que les spires chevauchent provoquant ainsi l'entassement du fil en un point. Pour prévenir la détérioration ultérieure des enroulements, il convient d'ajouter une couche de ruban mince non adhésif et de prévoir des fils plus gros pour les sorties. L'interrupteur à lames souples devra glisser confortablement dans le centre de la bobine, avec les contacts terminaux en saillie. Ces derniers peuvent être soudés sur des œillets placés sur la plaquette de câblage.

LES COMPOSANTS

Toutes les *résistances* sont de modèle 1/4 W, carbone, ± 10 % à l'exception de R21 (3 à 6 kΩ), qui est du type 10 W, bobinée.

Tous les condensateurs sont de mica ou céramiques, sauf les suivants : C6 : 12 µF électrolytique, 25 V.

La capacité C7 : 0,1 µF, est un condensateur papier 600 V, CC ou métallique ; C8 : 0,005 µF, 400 V CC, 250 V CA.

Inductances : L1 et L2, 2A, bobines de choc, suppresseurs type téléviseur.

Transistors : TR1 : OCP 71 (phototransistor) ; TR2, 3, 4, 5 : OC 71 ou OC 75 (4 en tout) ; TR7 : OC 81.

Diodes : D1, 2, 3 : ou A 81 (3 en tout).

Relais à lames souples : la bobine est réalisée avec du fil de cuivre émaillé 11/100 ; l'interrupteur à lames souples (qui y est inséré) est du type REED : XS 2 ou type 2RSR (en ce qui concerne les équivalents français, les interrupteurs à lames souples de divers modèles sont produits, par exemple par la société Maz- synchronisation, rappelons que plusieurs grandes sociétés diffusent du matériel de post-synchronisation, par exemple, Synchrocinéphone G.B.G.

Divers : fiche jack et douilles : 2,5 mm ; fiche et prise secteur à deux broches ou à trois broches ; plaquettes de câblage perforées ; coffret métallique.

LES MODIFICATIONS SUR LE PROJECTEUR

Les modifications à effectuer sur le projecteur constituent la partie la plus difficile du projet. Avant tout : prudence, en ce qui concerne des isolements parce qu'on a affaire à la tension du secteur. Ne jamais travailler sur le projecteur pendant qu'il est relié à la prise du secteur.

La première opération consiste à localiser et à couper la *ligne principale* du moteur. Cette ligne ne doit alimenter que le moteur ; elle ne doit donc pas être commune au moteur et à l'ampoule. En cas de doute, il faut consulter votre marchand habituel d'accessoires photographiques ou le fabricant de l'appareil.

Ayant localisé et coupé la ligne en question, les deux extrémités seront menées à une prise prévue pour tension de secteur, qui sera fixée sur le projecteur dans la position la plus convenable. La taille et la forme de cette prise de courant (plate ou ronde) dépendront de l'espace disponible. En fonction de l'espace disponible peut-être trouvera-t-on convenable de fixer la résistance de contrôle R21 dans le projecteur au voisinage de ce point. S'il en est ainsi, on n'oubliera pas que cette résistance peut devenir très chaude et qu'elle nécessite beaucoup d'espace de ventilation. On a besoin de deux fiches qui s'adaptent à cette prise. L'une sert à connecter le synchroniseur ; l'autre est munie d'un pontet de court-circuit de façon qu'elle puisse être insérée à la place de la fiche de contrôle lorsqu'on désire rétablir le mode de fonctionnement normal.

Le contact d' « impulsion » pour l'axe de l'obturateur est réalisé dans un morceau de plaquette de bronze phosphoré ;

Fig. 6. — Construction du mandrin de bobinage pour le relais à lames souples

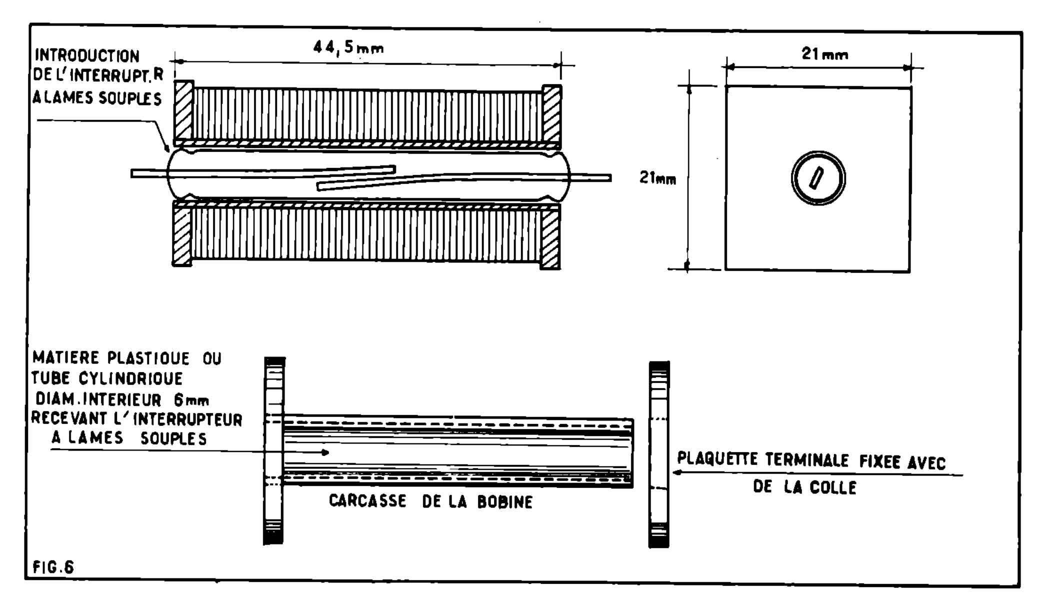
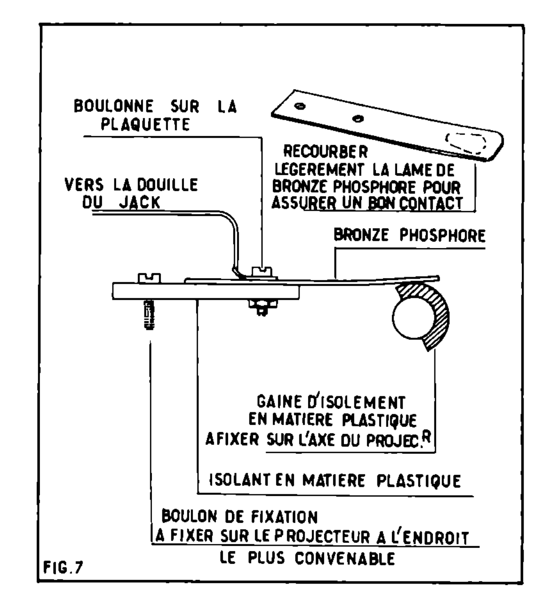


Fig. 7. — Construction du contact d'impulsion, fixé sur le projecteur près de la roue d'entraînement de la pellicule



du projecteur à l'aide d'un morceau de plaquette isolante. Ce contact ne doit avoir aucun liaison ni avec le fil du moteur ni avec le coffret, mais seulement avec la connexion de la fiche du jack de 2.5 mm. La connexion de la douille sur le jack sera reliée à une partie du coffret du projecteur, qui est en contact avec l'axe utilisé pour le contact d'impulsion. Les détails sont indiqués à la Fig. 7.

Un morceau de *câble coaxial* de faible diamètre sera le moyen le plus satisfaisant pour relier la fiche jack de 2,5 mm au synchroniseur. Les fils allant du moteur au circuit de contrôle à relais à lames souples devront avoir un isolant épais ; Le plus approprié est le câble du type secteur.

Les composants du *suppresseur* L1, L2, C8 sont à fixer dans le voisinage du relais à lames souples pour assurer la plus grande efficacité. Ces composants seront donc dans le coffret du synchroniseur si c'est bien là qu'il a été décidé de disposer le relais.

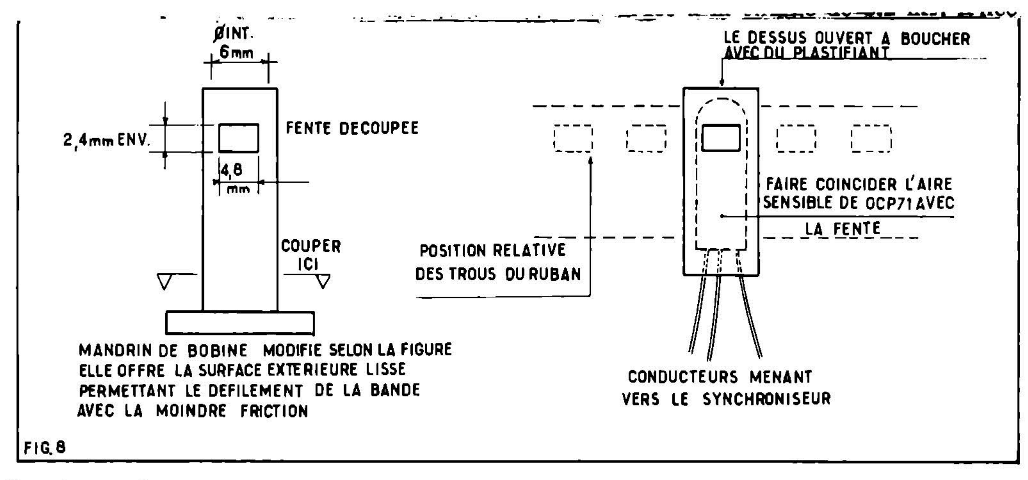


Fig. 8. — Construction du boîtier du phototransistor et vue de sa position par rapport au ruban perforé

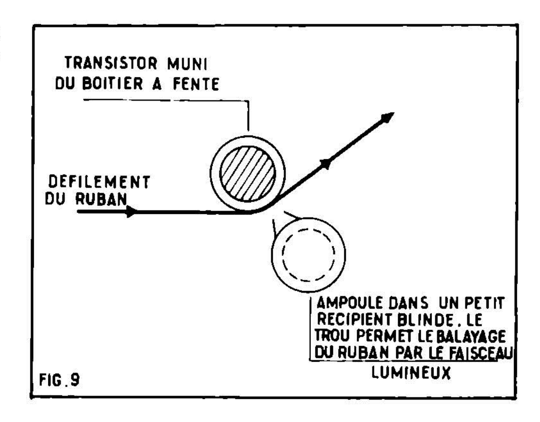


Fig. 9. — Vue de la position du phototransistor, de la lampe et du ruban perforé : disposition suggérée

L'EMPLACEMENT DES APPAREILS

Le magnétophone et le synchroniseur devront obligatoirement être disposés très proches l'un de l'autre. En revanche, le magnétophone et le projecteur peuvent être placés à un endroit quelconque, étant donné que la longueur des connexions qui les relient si elle reste raisonnable, n'influence pas le fonctionnement.

Le dispositif reçoit l'énergie d'une petite alimentation secteur de sorte que l'alimentation de *l'ampoule LP*1 a été dérivée de celle-là en utilisant la ligne négative de 12 V et la ligne positive de 8 V. Les 20 V ainsi obtenus sont suffisants pour l'ampoule à 28 V utilisée. Cette lampe doit être alimentée par une source à courant continu, parce que si on utilise du courant alternatif, les fluctuations de l'éclairement à la fréquence du secteur auront pour effet l'apparition d'impulsions indésirables sur le transistor TR1 et en affecteront le fonctionnement.

Des détails particuliers pour l'assemblage du phototransistor et de l'ampoule ne peuvent pas être fournis parce que les platines des magnétophones présentent des formes très variées. Selon le besoin particulier, on peut fixer une petite plaque sur le dessus du magnétophone et assembler l'ampoule et OCP71 sur ce support. La Fig. 8 et la Fig. 9 illustrent des suggestions pour ce montage.

Au cours des premiers essais, plusieurs points peuvent surgir concernant le maintien d'un fonctionnement régulier. Ainsi, la fente du boîtier destiné au *phototransistor OCP*71 doit être tenue libre de toute poussière en provenance du ruban, sinon une course erratique du projecteur en résulterait. Le boîtier peut être tenu propre en le brossant légèrement de temps en temps.

Lorsque le synchroniseur complet sera installé d'une façon satisfaisante, il pourra être disposé dans un coffret et raccordé aux autres appareils.

Pour l'utilisation, il est nécessaire de marquer des *repères* de début aussi bien sur le ruban que sur le film. Ces repères devront être amenés en coïncidence chaque fois que la projection des mêmes scènes sera recommencée. Ensuite, le projecteur et la platine de magnéthophone sont mis simultanément sous tension et doivent rester en synchronisme.

Bibliographie :

(1) Funkschau

(2) Practical Electronics

PETITS MONTAGES ÉLECTRONIQUES

(*Suite de la page* 40.)

REALISATION PRATIQUE

Une grande partie du câblage s'effectue sur une plaque perforée de 11 rangées de 17 trous. Sur une face représentée à la figure 6a, on réalise en fil nu la ligne — 6 V puis on met en place les condensateurs de 1 000 µF et de 220 µF, les résistances de 4,7 Ω et de 82 Ω et le transistor. Le câblage de la face représentée à la figure 6b est encore plus simple et dispense de tout commentaire.

Le coffret métallique destiné à contenir l'appareil est de même forme et de mêmes dimensions que celui du montage précédent. Sur le panneau du dessus, on fixe le voyant de contrôle. On monte sur une face latérale une prise Din destinée au raccordement des électrodes. Le transformateur doit être fixé sur le panneau arrière tandis que les deux potentiomètres doivent prendre place sur le panneau avant. Il est bon de noter que celui de 4 700 Ω est du type à interrupteur. Deux petites cornières et des vis parker assurent la fixation de la plaquette de bakélite à l'intérieur du coffret. La disposition des pièces dans le coffret et leur raccordement sont indiqués à la figure 7.

On raccorde le voyant aux cosses « secondaires » du transformateur. Entre une de ces cosses et un côté de la prise de sortie on soude une résistance de 27 000 Ω, l'autre cosse secondaire est reliée au curseur et à une cosse extrême du potentiomètre de 100 000 Ω. La dernière cosse du potentiomètre et connectée à l'autre côté de la prise Din. On relie ensuite les cosses primaires, et le potentiomètre de 4 700 Ω à la plaquette perforée. On câble le circuit d'alimentation constitué par l'interrupteur et le boîtier de piles. On raccorde par des conducteurs souples les électrodes métalliques à la prise Din mâle.

UTILISATION

On commence par régler au minimum l'intensité et la fréquence à l'aide des deux potentiomètres. On applique les deux électrodes qui peuvent être des pièces métalliques quelconques en deux points d'un bras ou d'une jambe et on augmente progressivement la fréquence et l'intensité jusqu'à la valeur procurant le maximum d'efficacité. L'effet se traduit par un léger picotement.

A. BARAT

Les Radiateurs

Cette étude est destinée à préciser la notion de radiateur, et à rappeler le mode calcul utilisé pour les associer avec les dispositifs à semiconducteurs. La lecture de l'étude physique des radiateurs peut paraître fastidieuse, mais il est nécessaire de bien l'avoir assimilée pour pouvoir facilement mémoriser la partie « pratique ».

Un radiateur est un échangeur « solide-air ambiant ». Le solide en question est le boîtier d'un transistor, d'un thyristor, d'une diode ou d'un circuit intégré. Le semiconducteur constitue la source chaude, tandis que l'air ambiant constitue la source froide. La chaleur, pour aller de l'une à l'autre utilise plusieurs voies différentes :

LA CONDUCTION

C'est la propagation de la chaleur au sein de la matière sans toutefois qu'il y ait déplacement de la matière du conducteur thermique. Si la chaleur est transmise d'une source à la température T1 à une région dont la température T2 est inférieure à T1, la puissance P transmise est, d'après la loi de Newton, proportionnelle à la différence de température :

$$P = \alpha\,(T1 - T2).$$

Le coefficient α dépend de la nature du conducteur thermique. Il s'agit de la conductance thermique du conducteur. On sait que, en électricité, la conductance est l'inverse de la résistance (on divise l'unité par la résistance pour obtenir la conductance, nous ferons de même pour les résistances thermiques).

LA CONVECTION

C'est la propagation de la chaleur par déplacement d'un fluide entre la source chaude et la source froide. (C'est sur ce principe qu'est basé le chauffage central). Dans les cas courants ce fluide est l'air. La convection peut être naturelle ou forcée. La puissance P transmise est approximativement proportionnelle à la différence de température :

$$P = \beta\,(T1 - T2).$$

C'est la propagation de la chaleur sous forme de radiations électromagnétiques. Les fréquences se situent dans l'infrarouge. D'après la loi de Stéfan, la chaleur rayonnée par un corps noir est proportionnelle à la quatrième puissance de sa température absolue, ce qui est traduit dans la formule :

$$Pr = \gamma\,T1^4.$$

La température absolue T1 s'exprime en degrés Kelvin (°K), comptés à partir du zéro absolu (— 273, 16 °C). On obtient facilement la température absolue en ajoutant 273 °C à la température exprimée en degrés Celsius (par exemple, à 27 °C correspondent 27 + 273 = 300 °K).

Mais les corps qui entourent ce corps noir rayonnent à leur tour vers lui une puissance Pa, selon sensiblement la même loi : on en déduit la puissance P réellement dissipée :

$$P = Pr - Pa = \gamma\,(T1^4 - T2^4).$$

En considérant que les températures T1 et T2 sont voisines, on peut écrire que $T1^4 - T2^4 = dT^4$ (différentielle de T puissance 4). Les mathématiques permettent de transformer la formule $P = \gamma\,dT^4$ en la formule $P = \gamma\,4T^3\,dT$ (on sait que dy = f' (x). dx avec dy = P ; dx = dT ; dT = T1 — T2 ; f' (x) étant la dérivée de f (x) = T^4). En posant alors $\gamma\,4T^3$ = constante Δ, on obtient une formule analogue aux deux premières :

$$P = \Delta\,(T1 - T2).$$

Les trois modes sont généralement simultanés, on les réunit dans une formule simple :

$$P = \lambda\,(T1 - T2).$$

Afin de rendre cette formule directement utilisable, nous allons introduire définitivement la notion de résistance thermique en posant :

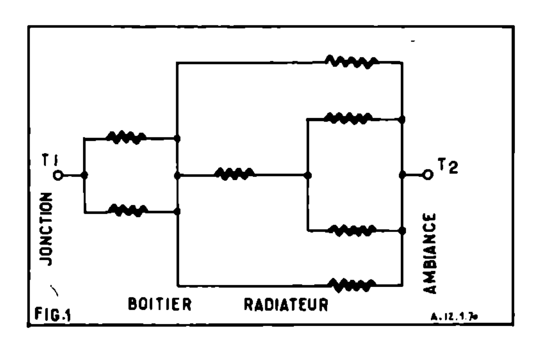
$$Rth = \frac{1}{\lambda}$$

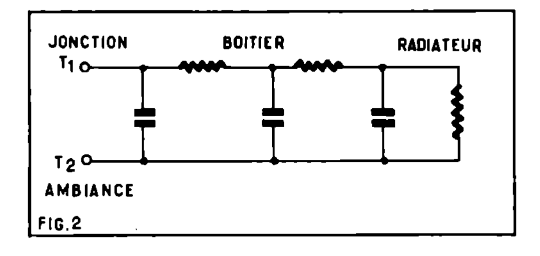
la formule exprimant la puissance devient alors :

$$P = \frac{T1 - T2.}{Rth}$$

On mémorisera facilement cette formule fondamentale en faisant l'analogie avec la loi d'ohm :

$$I = \frac{U1 - U2.}{R}$$





tance thermique est le résultat de la division de la différence de température par la puissance ; les résistances thermiques s'expriment donc en °C/W dans le système international. On utilise également le °C/mW qui vaut 1 000 °C/W. Dans les dispositifs semiconducteurs, la résistance thermique entre jonction et boîtier est comprise entre une fraction de °C/W et plusieurs centaines de °C/W. Dans tous les cas où cela est nécessaire, les fabricants précisent ces caractéristiques importantes dans leurs fiches caractéristiques.

SCHÉMA THERMIQUE ÉQUIVALENT

Nous convenons de représenter les résistances thermiques par les mêmes symboles que les résistances électriques. On obtient alors le schéma théorique de la figure I. La chaleur gagne le milieu ambiant en empruntant plusieurs chemins :

— de la jonction au boîtier par rayonnement et conduction ;

— du boîtier à l'ambiance par rayonnement et convection ;

— du boîtier au radiateur par conduction;

— du radiateur à l'ambiance par rayonnement, et convection.

Les méthodes de calcul utilisées pour les résistances électriques sont applicables aux résistances thermiques

(en série : $R = R1 + R2 + ...$

en parallèle : $\frac{1}{R} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + ...$).

ÉQUILIBRE THERMIQUE DU TRANSISTOR

Le transistor reçoit une puissance Pc égale au produit de la tension entre émetteur et collecteur par l'intensité collecteur. Il tend vers un équilibre thermique si il se produit l'égalité :

Pc = Pd (Pd puissance dissipée)

Si Tj est la température de jonction et Ta la température ambiante, la puissance pd est égale au rapport Tj — Ta/Rth. De là on tire :

$$Tj = Pc \times Rth = Ta.$$

Cela montre que la température de jonction dépend de la résistance thermique totale, de la température ambiante et bien sûr de la puissance dissipée dans la transistor. Il est ainsi possible de calculer les caractéristiques du système de refroidissement en tenant compte des impératifs de puissance et de température maximum de jonction du dispositif. Cette température est généralement de 90 °C pour le germanium et de 190 °C pour le silicium. Mais la plupart des circuits intégrés admettent une température maximum de jonction inférieure : le TAA300, au silicium n'admet que 150 °C. De toute façon, ces températures de jonction sont précisées dans les catalogues des fabricants.

CAPACITÉ THERMIQUE

Avant de s'élever à la température T1, le système matériel du boîtier et du radiateur doit absorber une certaine puissance. La capacité thermique Cth est le produit de la chaleur massique par la masse du solide. Cela permet d'obtenir le schéma simplifié de la figure 2.

Semi-conducteur	Résistance boîtier-jonction Résistance jonction-ambiance	Résistance entre boîtier et radiateur
OC 71	400 °C/W	
OC 72	400 °C/W	
OC 74	220 °C/W	
AC 125-26-32 .	300 °C/W	
AC 127	370 °C/W	
AC 128-187-188	290 °C/W	
AC 187-188-01.	180 °C/W	
BF 177-8-9 ...	40 °C/W	
AD 161-2.....	4,5 °C/W	0,5
AF 115	600 °C/W	
AF 118	250 °C/W	
AF 124	750 °C/W	
BC 107-8-9 ..	500 °C/W	
BC 112	1600 °C/W	
BA 102	400 °C/W	
BC 147-8-9 ..	450 °C/W	
AA 119	450 °C/W	
BY 126-7	60 °C/W	
BZX 29	150 °C/W	
BDY 20-38 ...	1,5 °C/W	0,5
BDY 10-11 ...	1,0 °C/W	0,2
BD 115	12,5 °C/W	

◀ **Tableau 3**

Les principaux types des semi-conducteurs y figurent afin de permettre des calculs courants aux personnes qui ne disposent pas des fiches de caractéristiques détaillées. Pour un transistor non répertorié, on comparera à un transistor de même boîtier et on prendra une marge de sécurité. Le symbole se trouvant à côté de la valeur d'une résistance thermique chaque fois qu'elle représente la résistance entre jonction et ambiance.

Radiateurs	Longueur	Résistance thermique à la puissance de				Pour boîtiers
		5 W	10 W	15 W	20 W	
CO 331 P1 ...			45 °C/W			TO5
CO 331 P2 ...			85 °C/W			TO18-72
CO 220 P	37,5 mm	6,9	6,2	5,8	5,8	TO3-36 DO5
CO 220 P	75,0 mm	4,5	4,0	3,8	3,8	TO3-36 DO5
CO 225 P	37,5 mm	3,7	3,2	2,8	2,6	TO3-36 DO5
CO 225 P	75,0 mm	2,4	2,0	1,8	1,6	TO3-36 DO5
CO 250 P	37,5 mm	4,1	3,4	3,0	3,0	TO3-36 DO5
CO 250 P	75,0 mm	2,3	2,0	1,8	1,7	TO3-36 DO5

▲ **Tableau 4**

Les principaux types de radiateurs à grande diffusion de qualité. Pour les types de puissance, le perçage doit être demandé à la commande.

LE CALCUL DES RADIATEURS

Pour le calcul des radiateurs, trois résistances thermiques sont importantes :

— la résistance entre jonction et boîtier, notée Rth (j.c) ;

— la résistance boîtier radiateur ;

— la résistance entre le radiateur et l'ambiance.

La résistance entre jonction et boîtier est précisée dans les fiches caractéristiques de chaque semiconducteur. (Il est à regretter que ces résistances thermiques ne figurent généralement pas dans les catalogues condensés des fabricants). Le tableau 3, donne les résistances thermiques entre jonction et boîtier des principaux transistors et semiconducteurs.

La résistance entre boîtier et radiateur est suivant les types de boîtier comprise entre quelques dixièmes de °C/W et quelques dizaines de °C/W. Ces valeurs sont parfois précisées dans les fiches des fabricants. Dans le cas des transistors de puissance, on aura tout intérêt à enduire la surface de contact de graisse aux silicones qui figure au catalogue des fabricants de radiateurs. Toujours pour diminuer la résistance thermique entre boîtier et radiateur, il faudra éviter au maximum l'emploi de l'isolant mica.

La résistance thermique entre le radiateur et l'ambiance est précisée dans les catalogues des fabricants de radiateurs. Il est même fréquent de trouver dans ces mêmes catalogues des abaques permettant de connaître la résistance thermique d'un élément de longueur donnée d'un type de radiateur. Dans le tableau 4, nous avons relevé les résistances thermiques des principaux types de radiateurs de bonne qualité pour des longueurs standard.

Pour obtenir la résistance thermique totale séparant la jonction de l'ambiance, il suffit d'ajouter les trois résistances thermiques précitées. Dans le calcul du radiateur, il y a lieu de prendre toutes les précautions nécessaires, à savoir :

— prendre la puissance maximum et y ajouter une « sécurité », pour éviter de faire travailler le transistor ou le semiconducteur près de sa température de jonction limite ;

— pour la même raison, on aura soin de prévoir largement la température ambiante admissible (attention à l'effet néfaste d'une source chaude comme fer à souder, appareil de chauffage, soleil,...).

Pour ces calculs on utilisera la formule

$$\frac{Tj - Ta}{Pc} = Rth.$$

Précisons sur un exemple : quel radiateur est nécessaire pour permettre à un BDY 20 (= 2N 3055) de dissiper 20 W à la température ordinaire ?

— Pour le calcul on prendra une sécurité de 5 W ; le calcul se fera donc avec Pc = 25 W.

— Par température ordinaire, on sous-entend généralement une température inférieure à 55 °C ; nous prendrons cette température comme base pour le calcul. Le catalogue donne :

— la résistance boîtier-jonction égale à 1,5 °C/W ;

— la résistance boîtier-radiateur (avec graisse silicone) égale à 0,5 °C/W ;

— Tj max égale 200 °C

d'où :

$$\frac{Tj - Ta}{Pc} = \frac{200 - 55}{25} = 5{,}8 \text{ °C/W}.$$

De ces 5,8 °C/W, il convient de soustraire la résistance jonction-boîtier et la résistance boîtier-radiateur, soit 2 °C/W. Le radiateur doit donc avoir une résistance thermique maximum de 3,8 °C/W. On voit sur le tableau de la figure 4, qu'un radiateur CO 225 ou CO 250 de 37,5 mm peuvent convenir.

EN CONCLUSION

La fastidieuse étude théorique, nous a permis d'établir une formule simple qui ressemble très fortement à la célèbre loi d'Ohm. Grâce à cette formule, un calcul simple, permet d'utiliser avec le maximum de rentabilité les semiconducteurs du marché. Leurs possibilités ainsi largement étendues, ils se prêtent plus facilement aux diverses tâches sans souffrir,... ni succomber !

B. VANDER ELST.

Automatisation d'un RÉSEAU FERROVIAIRE modèle réduit

Un réseau de chemin de fer miniature, sur lequel les convois ralentissent, s'arrêtent et repartent selon les injonctions de feux tricolores est extrêmement spectaculaire. Grâce à l'électronique une telle automatisation est possible et l'installation que nous propose M. Deschamps est parfaitement réalisable.

La voie est divisée en segments qui portent le nom de cantons, chacun étant précédé d'un feu tricolore. La règle veut qu'il n'y ait qu'un seul train sur un même canton. Il est donc nécessaire que lorsqu'une machine entre sur un canton, le signal situé à l'entrée de celui-ci devienne rouge et que le courant soit coupé dans la portion des voies précédant le feu tricolore de manière que le train s'arrête au niveau du feu. Le train ne pourra s'engager que lorsque le canton sera libre. Il faut également que sur le canton précédant celui occupé, le train roule au ralenti. L'ordre en est donné à l'entrée de ce canton par le signal orange. Enfin, quand un canton libre en précède un autre libre également le signal à l'entrée du premier doit être de couleur verte.

Le schéma de l'installation pour un canton est donné par la figure 1. Comme on peut le constater, l'âme de l'appareil est un anneau ternaire composé de trois transistors et de trois thyristors. Une impulsion appliquée sur la gâchette d'un des thyristors rend ce dernier conducteur et de ce fait le feu qu'il commande s'allume. En même temps le signal qui était allumé, c'est-à-dire celui le précédant dans l'ordre de rotation de l'anneau : vert, jaune et rouge, s'éteint... Cette extinction est commandée par le transistor 2N696 dont l'espace collecteur émetteur est inséré dans le circuit anode du thyristor en série avec l'ampoule correspondante. Il faut, en effet, ne pas perdre de vue qu'un thyristor alimenté en continu, une fois amorcé ne peut revenir à l'état non conducteur en agissant simplement sur la gâchette. Il faut en même temps faire tomber la tension anode en dessous d'une valeur de seuil déterminée. Le transistor 2N696 en cause ayant sa base au niveau de l'émetteur, cesse d'être conducteur, ce qui coupe le circuit anode du thyristor qui se désamorce immédiatement ce qui éteint l'ampoule. L'ensemble est alors de nouveau dans un état stable et attend une nouvelle impulsion pour passer à l'état stable suivant. Pour chaque impulsion le cycle se poursuit. Le passage à l'orange est commandé par le passage au rouge du feu suivant et le passage au vert par le passage à l'orange du feu précédent.

FIG. 1

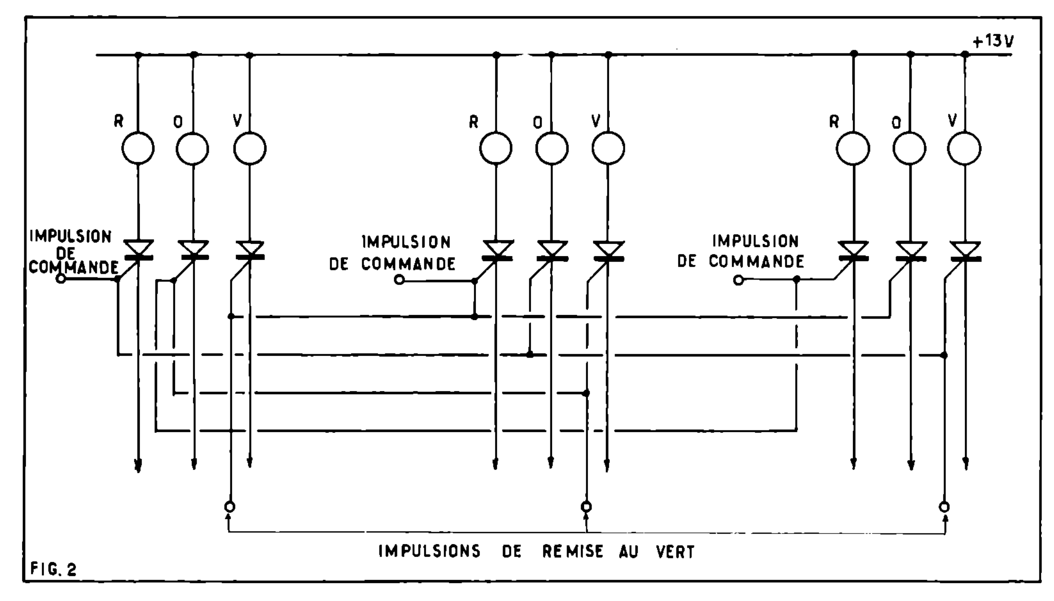


FIG. 2

La figure 2 donne une vue ... de la commande des feux pour une voie partagée en trois cantons. Pour rendre plus facile la compréhension du fonctionnement les transistors de commutation n'ont pas été représentés.

Il importe qu'à la mise en route ce soit le signal vert sur tous les feux qui s'allume. Cette condition est remplie grâce à la charge du condensateur de 100 μF en série avec la diode OA200. Cette diode est prévue pour éviter que les impulsions de commande sur la gâchette ne soient intégrées par la capacité.

Il importe qu'un détecteur constate la présence des trains sur les divers cantons et produise l'impulsion de commande. Quatre moyens ont pu être envisagés bien qu'il y en ait d'autres certainement.

1°) Utiliser une alimentation non régulée et faire basculer un système électronique en se servant de la chute de tension créée par l'arrivée de la motrice sur un canton. Ce système présente le grave inconvénient de nécessiter autant d'alimentations qu'il y a de cantons ce qui n'est pas compatible avec une installation rationnelle.

2°) Une autre solution qui présente une grande simplicité mais aussi un regrettable manque de fiabilité consiste en une lame de laiton, qui fermant un circuit au passage du train envoie un signal de commande.

3°) Une solution réside dans l'utilisation d'un élément photo-électrique qui détecte le passage d'un train lorsque ce dernier coupe un pinceau lumineux. Ce procédé est identique à celui employé pour la mise en route des escaliers mécaniques. Toutefois il présente des difficultés de réalisation si on veut conserver à l'ensemble une esthétique intéressante.

4°) Placer un élément sensible (photo diode) entre les rails et entre deux traverses et prévoir sous la locomotive une ampoule de faible taille (ampoule grain de blé). Au passage du train la photodiode devient brusquement conductrice. Le top qui en résulte est amplifié par deux transistors et appliqué aux gâchettes des thyristors commandant le feu rouge du canton considéré et le feu orange du canton précédent. C'est ce procédé qui a finalement été retenu. Les transistors de l'amplificateur sont des NPN : un 2N956 et un 2N1711. Le principal problème que pose la mise au point de l'amplificateur est le courant de fuite des condensateurs. Il est résolu sans grande peine en jouant sur les résistances et principalement la 2200 ohms. La mise en marche d'un convoi est commandée par le déblocage d'un transistor NPN de puissance (180T1 ou 2N3055 ou BDY20) inséré dans la ligne négative de l'alimentation de la voie du canton, transistor qui fonctionne en commutation et est commandé par le thyristor du feu vert.

Un autre transistor 180T1 également inséré dans la ligne négative assure le ralenti, lorsque le feu est à l'orange. Pour cela l'attaque de la base par le thyristor s'effectue par un potentiomètre bobiné de 33 ohms permettant l'ajustement de la vitesse de ralenti. Il va de soi qu'un refroidissement très efficace doit être prévu.

Comme vous pouvez le constater, une alimentation régulée est prévue pour l'alimentation de la partie électronique de tous les cantons. Une alimentation non régulée procure le courant de traction. Pour cela le transformateur comporte deux secondaires : un de 2 × 18 V et une de 2 × 12 V. Ces tensions sont redressées par des va-et-vient formés de diodes SSI C 1210 et SSI E 0810. Pour l'alimentation régulée, le transistor ballast est un 180T1 commandé par un 2N697. La tension de référence est fournie par une diode Zener BZY78. Elle est réglable à l'aide d'un potentiomètre de 10 000 ohms.

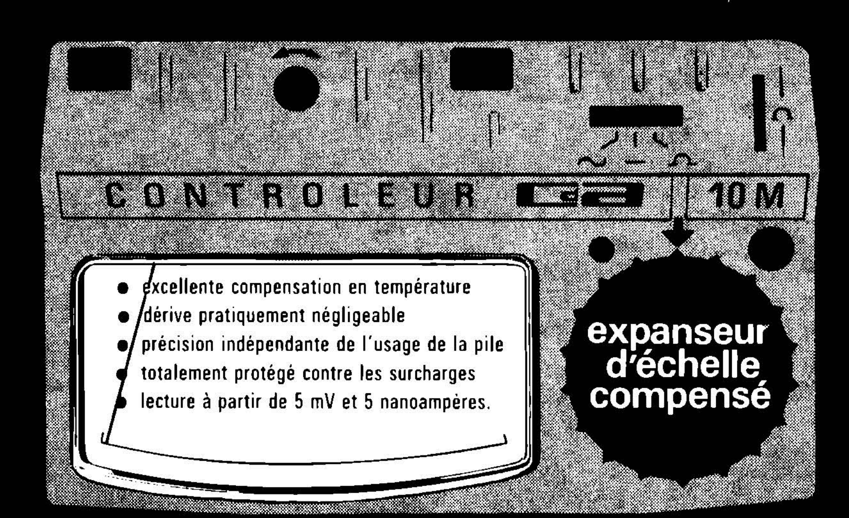
P. M. DECHAMPS (E.)



le premier multimètre électronique

prix h.t. inférieur à

300 FRANCS





PREMIER CONSTRUCTEUR FRANÇAIS DE MULTIMETRES
8, RUE JEAN-DOLLFUS 75-PARIS 18e TEL. 627.52.50
EN VENTE CHEZ TOUS LES GROSSISTES

DECOUVREZ L'ELECTRONIQUE!

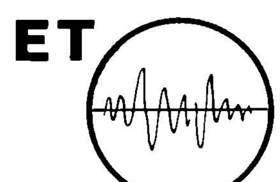
PAR LA PRATIQUE



Un nouveau cours par correspondance - très moderne - accessible à tous - bien clair - SANS MATHS *- pas de connaissance scientifique préalable - pas d'expérience antérieure. Ce cours est basé uniquement sur la* PRATIQUE *(montages, manipulations, utilisations de très nombreux composants) et* L'IMAGE *(visualisation des expériences sur l'écran de l'oscilloscope).*

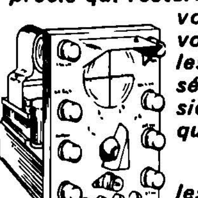
Que vous soyez actuellement électronicien, étudiant, monteur, dépanneur, aligneur, vérificateur, metteur au point, ou tout simplement curieux, LECTRONI-TEC *vous permettra d'améliorer votre situation ou de préparer une carrière d'avenir aux débouchés considérables.*

ET L'IMAGE



1 - CONSTRUISEZ UN OSCILLOSCOPE

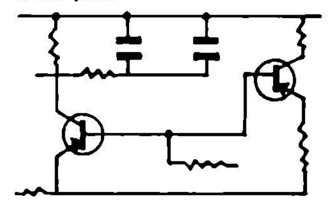
Le cours commence par la construction d'un oscilloscope portatif et précis qui restera votre propriété. Il vous permettra de vous familiariser avec les composants utilisés en Radio-Télévision et en Électronique.



Ce sont toujours les derniers modèles de composants qui vous seront fournis.

2 - COMPRENEZ LES SCHÉMAS DE CIRCUIT

Vous apprendrez à comprendre les schémas de montage et de circuits employés couramment en Électronique.



3 - ET FAITES PLUS DE 40 EXPÉRIENCES

L'oscilloscope vous servira à vérifier et à comprendre visuellement le fonctionnement de plus de 40 circuits :

- *Action du courant dans les circuits*
- *Effets magnétiques*
- *Redressement*
- *Transistors*
- *Semi-conducteurs*
- *Amplificateurs*
- *Oscillateur*
- *Calculateur simple*
- *Circuit photo-électrique*
- *Récepteur Radio*
- *Émetteur simple*
- *Circuit retardateur*
- *Commutateur transistor*

Après ces nombreuses manipulations et expériences, vous saurez entretenir et dépanner tous les appareils électroniques : récepteurs radio et télévision, commandes à distances, machines programmées, ordinateurs, etc...

D'ORIC

Pour mettre ces connaissances à votre portée, LECTRONI-TEC *a conçu un cours clair, simple et dynamique d'une présentation agréable.* LECTRONI-TEC *vous assure l'aide d'un professeur chargé de vous suivre, de vous guider et de vous conseiller* PERSONNELLEMENT *pendant toute la durée du cours. Et maintenant, ne perdez plus de temps, l'avenir se prépare aujourd'hui : découpez dès ce soir le bon ci-contre.*

LECTRONI-TEC

GRATUIT : sans engagement brochure en couleurs de 20 pages. BON N° RP 57 (à découper ou à recopier) à envoyer à LECTRONI-TEC, *35 - DINARD (France)*

Nom : ....

Adresse : .... *(majuscules S. V. P.)*

....

"MINI-STAR",

Récepteur à 3 transistors

Les petits récepteurs ont toujours intéressé un grand nombre d'amateurs aussi donnons-nous le plus souvent possible la description d'appareils de cette catégorie. Celui que nous vous proposons est assez étonnant pour mériter notre attention. Il se présente sous la forme d'un boîtier en matière plastique gainé skaï relié par une lanière à un anneau de porte-clé. Les dimensions de ce boîtier (60 x 55 x 25 mm) en font un récepteur parmi les plus petits du monde.

Le seul moyen de réglage à la disposition de l'auditeur est un commutateur faisant office d'interrupteur d'alimentation. Ce commutateur permet la réception en HP de deux stations préréglées de la gamme GO Radio Luxembourg et Europe I ou Paris Inter. Cette réception se fait sur cadre ferrite incorporé ce qui donne à ce poste une autonomie totale.

LE SCHÉMA

Le schéma de cet appareil est donné à la figure 1. Comme vous pouvez le constater il ne met en œuvre que 3 transistors ce qui est un minimum en regard de ses performances. L'alimentation se fait par une batterie de 3 V incorporée. Bien entendu seul un montage reflex, qui vous le savez consiste à utiliser un même transistor comme amplificateur HF et amplificateur BF peut donner dans de pareilles conditions de telles performances.

Le cadre est bobiné sur un noyau de ferrite de 5 mm de diamètre et 45 mm de longueur. Il comporte deux enroulements : un d'accord et l'autre de couplage. Un condensateur de 220 pF règle l'enroulement d'accord sur Radio Luxembourg. Le 220 pF en pointillé est facultatif, il peut être utilisé pour améliorer l'accord. Le commutateur en position 2 met en service un autre condensateur de 680 pF qui accorde l'appareil sur Europe I ou de 820 pF pour la réception de Paris Inter. Le choix entre ces deux stations dépendra de la préférence du réalisateur et des possibilités locales de réception.

L'enroulement de couplage adapte l'impédance du cadre à celle d'entrée d'un transistor AF124 qui équipe l'étage reflex. Ce transistor étant monté en émetteur commun, l'attaque se fait par la base. L'émetteur est relié directement à la ligne + 3 V. La base est polarisée par un pont comprenant une 47 000 Ω côté « moins » et une 33 000 Ω en série avec une 15 000 Ω. La 33 000 Ω est shuntée par un 0,22 µF. Le circuit collecteur contient une self de choc et une résistance ajustable de 4 700 Ω. La self de choc constitue la charge HF. La ddp HF qui apparaît à ses bornes, lors de la réception d'une station est appliquée à travers un 1,5 nF à un étage détecteur, monté en doubleur de tension, et équipé de deux diodes OA85. La modulation BF mise en évidence par ce détecteur apparaît aux bornes de la 15 000 Ω déjà citée. Elle est appliquée au point froid de l'enroulement de couplage qui la transmet à la base de l'AF124. Ce signal BF est amplifié par l'AF124 et se retrouve sur la 4 700 Ω ajustable du circuit collecteur. Il est appliqué à la base d'un AC132 monté en amplificateur BF à émetteur commun. La liaison s'effectue à travers un 5 µF. Le condensateur de 47 nF placé entre le « moins » du condensateur de liaison et la ligne + 3 V écoule les résidus HF subsistant après détection et dont le passage dans l'ampli BF risquerait de provoquer des accrochages.

La base de l'AC132 est polarisée par une 22 000 Ω venant du collecteur. Ce dernier est chargé par une résistance ajustable de 4 700 Ω. La résistance de stabilisation du circuit émetteur aura une valeur comprise entre 33 ou 68 Ω (valeur à choisir lors des essais). Elle est découplée par un 5 µF.

Le collecteur de ce premier AC132 attaque la base d'un second en liaison directe. Ce deuxième AC132 équipe l'étage final. Une 10 ou 15 Ω placée dans le circuit émetteur stabilise l'effet de température. Le collecteur attaque le haut-parleur dont l'impédance de la bobine mobile est comprise entre 25 et 30 Ω. Le diamètre de la membrane fait 5 cm.

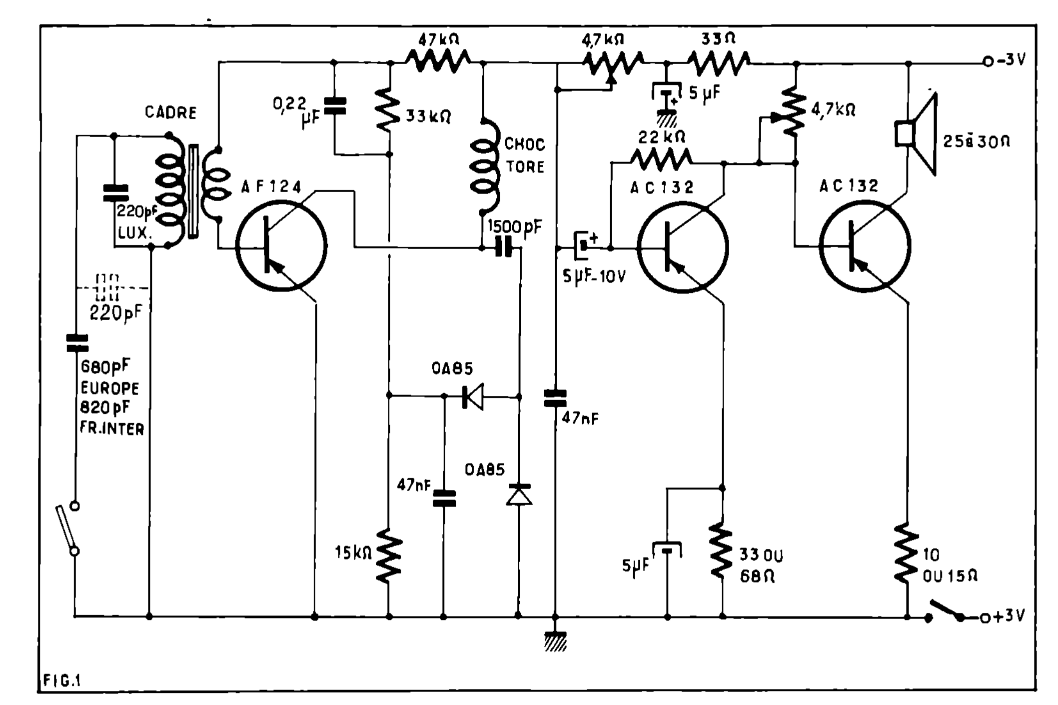
MONTAGE PRATIQUE

Le montage de ce petit appareil s'effectue sur un circuit imprimé de 50 × 50 mm comportant sur un de ses côtés un décrochement pour loger les piles. La figure 2 montre ce circuit côté bakélite avec les composants qui doivent y prendre place. La face côté cuivre est représentée à la figure 3. Si ce n'est déjà fait il faut couper les connexions qui sont indiquées sur la figure 3 et poser les deux connexions dont la plus grande est en fil isolé. Pour couper les connexions il suffit de gratter le cuivrage au point voulu.

On pose les straps qui sont les connexions courtes en fil nu qui réunissent deux connexions cuivrées qui croisent une troisième. Un tel croisement n'est pas possible sur un circuit imprimé ; on a alors recours au strap pour assurer la continuité du circuit.

On soude ensuite les condensateurs et les résistances après avoir passé les fils dans les trous du circuit imprimé. Il faut bien déterminer les trous correspondants à chaque composant sinon l'erreur qui en résulterait entraînerait le mauvais fonctionnement du récepteur. Pour ne prendre que le minimum de place les résistances sont placées perpendiculairement au circuit imprimé. Lorsqu'on vient de souder un élément on coupe ses fils au ras de la soudure. On met aussi en place la self de choc, bobinée en forme de tore, de manière à réduire les fuites du champ magnétique qui risqueraient de provoquer des accrochages.

On soude les transistors en respectant leur brochage. On met en place le commutateur bouton. Le cadre est fixé par deux boucles de fil nu qui sont soudées sur des pastilles cuivrées. Cette disposition permet de laisser ces boucles ouvertes électriquement et d'éviter



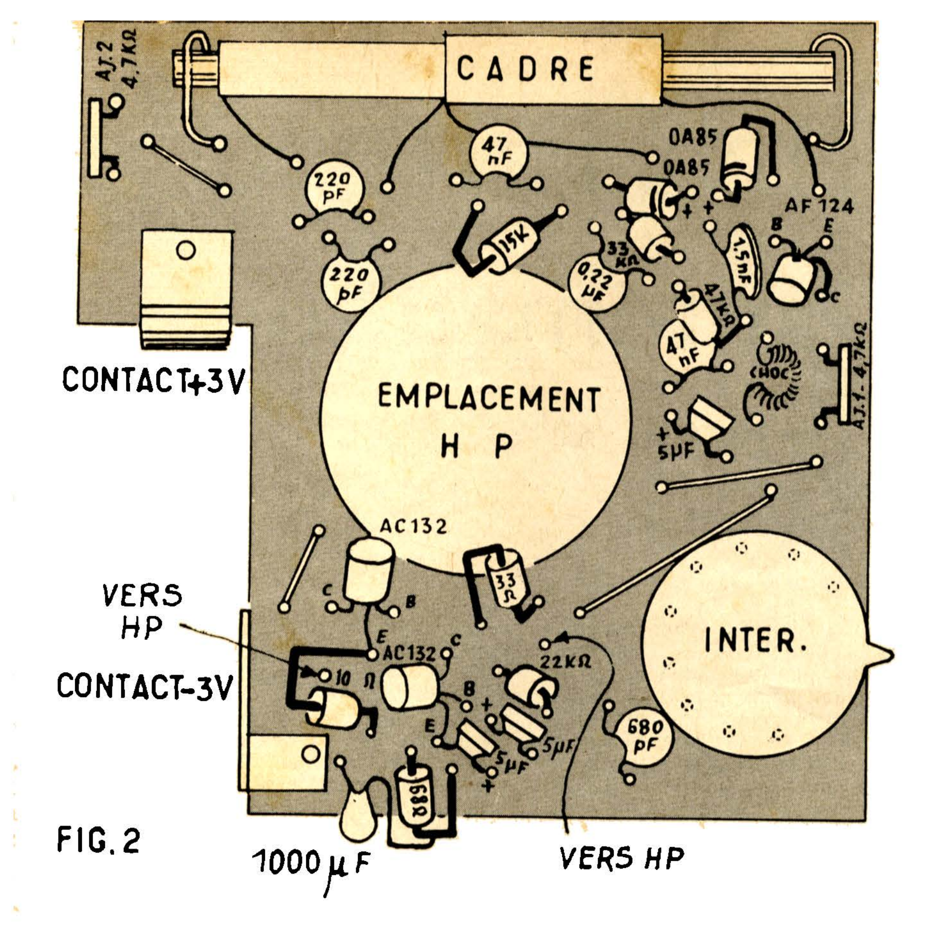


FIG. 2

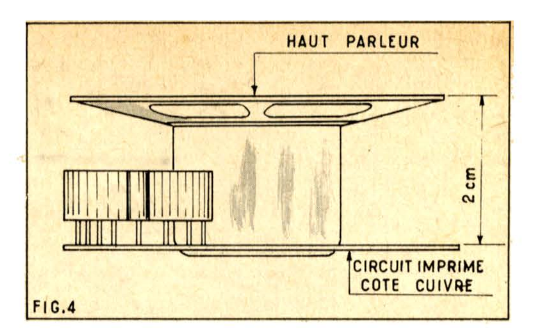


FIG.4

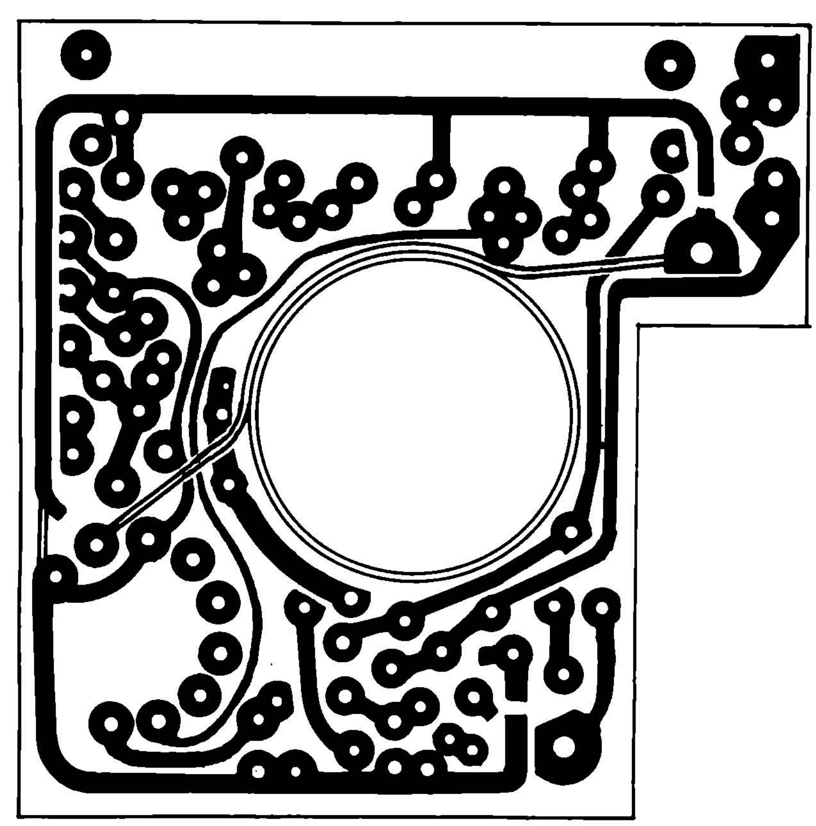


FIG.3

de les transformer en spires en court-circuits qui amortiraient le cadre et réduiraient la sensibilité. Le cadre en place, on soude ses fils de sortie aux points indiqués.

Il reste encore à poser le haut-parleur. Pour cela on procède de la façon suivante : On soude un tronçon de fil de câblage sur chaque cosse de la bobine mobile. On protège ces fils avec du souplisso. On passe la culasse du HP dans l'ouverture circulaire et les fils de liaison dans les trous correspondants du circuit imprimé. On tire ces fils de manière à ce que le bord de la membrane soit à environ 2 cm de la face bakélite du circuit imprimé (voir Fig. 4). On soude ces fils et on les coupe au ras de la soudure. Par précaution on isole la culasse en l'entourant de ruban adhésif.

RÉGLAGE

Pour obtenir la meilleure audition possible on dispose de trois réglages. Le récepteur captant un émetteur en position 1 ou 2 du commutateur bouton on déplace les enroulements du cadre sur le bâton de ferrite pour obtenir que la puissance d'audition passe par un maximum. On agit sur la résistance ajustable placée à côté du commutateur. On règle ainsi le gain du premier étage au maximum avant l'accrochage. A l'aide de la résistance ajustable située à côté du logement des piles on cherche le maximum de gain de l'étage final qui doit se traduire par un maximum de puissance d'audition. Bien entendu, comme avec tout appareil à cadre, il convient de chercher l'orientation la plus favorable.

MONTAGE DANS LE BOITIER

La mise en place dans le boîtier s'effectue de la façon suivante : en serrant fortement les côtés du boîtier, on introduit le circuit imprimé jusqu'au fond. Si c'est nécessaire, on guide l'ergot du commutateur bouton avec une lame de couteau afin qu'il prenne place dans l'ouverture prévue. On met les piles dans leur logement, le pôle + devant être du côté de la résistance ajustable. On ferme le boîtier. On introduit la plaquette avec porte-clé dans la glissière.

Il arrive que le poste émette un bruit ayant quelques ressemblances avec celui d'un moteur de bateau (Motor Boating). Il faut alors incriminer l'alimentation. On vérifie tout d'abord les contacts des piles. Si le bruit persiste, il faut changer les piles. Le type de pile utilisé est « Manon », fabriqué par Wonder.

Les piles incorporées étant de faible capacité, l'emploi d'une batterie extérieure de plus force capacité est conseillé. Un coupleur peut être fourni avec le matériel.

A. BARAT

INTERPHONE automatique

F. Huré

Personne ne peut ignorer l'importance que l'interphone assume dans la vie moderne avec la nécessité d'obtenir des communications rapides suivant le rythme qu'impose l'activité moderne.

L'interphone présente un grand intérêt dans les bureaux quand il est nécessaire de transmettre des ordres à la secrétaire sans avoir à quitter sa propre table de travail, dans les usines pour communiquer d'un bâtiment à un autre, dans les magasins, pour pouvoir consulter les ateliers ou les réserves, dans son propre appartement, en jonction avec une sonnerie d'appel, pour connaître l'identité de la personne qui désire franchir la porte d'entrée.

Cependant, les interphones ne sont pas toujours aussi pratiques qu'on pourrait le désirer, parce qu'ils ne sont pas automatiques. Ainsi tandis qu'une personne parle, l'autre peut n'avoir pas disposé son appareil sur écoute, et les deux parlent en même temps sans se faire entendre.

L'inconvénient qui résulte de la nécessité d'appuyer sur la touche d'appel ou d'écoute continuellement, tandis que se maintient un dialogue, peut être éliminé avec le dispositif que nous décrivons ci-dessous, lequel résout complètement le problème de la commutation.

Avec cet interphone automatique, on élimine différents impératifs, comme par exemple :

— la nécessité de tenir une main constamment en mouvement pendant qu'on utilise l'interphone ;

— l'inconvénient d'avoir à attendre que la personne en ligne ait fini de parler et place le commutateur sur la position opposée pour se faire entendre ;

— la nécessité de synchroniser les questions et les réponses ;

— l'obligation d'utiliser un câble à trois conducteurs ou plus.

Pour éliminer ces inconvénients, on emploie généralement des dispositifs à relais, ce qui augmente le coût de la construction. Le circuit que nous vous proposons ci-dessous présente les mêmes avantages, il est simple et de construction facile.

Notre interphone ne comporte qu'un seul interrupteur, celui qui connecte la pile au circuit. Il n'est pas nécessaire de manœuvrer, ni levier ni poussoir, et les deux interlocuteurs peuvent parler en même temps ou écouter, comme dans une communication téléphonique ordinaire, avec l'avantage particulier de pouvoir reproduire la voix à travers un haut-parleur au niveau désiré.

La liaison entre les deux appareils s'effectue avec un câble à deux conducteurs, ce qui simplifie considérablement l'installation de l'interphone.

Avec ce système, la secrétaire dispose de ses deux mains ; elle peut écrire à la machine le courrier qui lui est dicté, demander la répétition d'une phrase incomprise. Cet automatisme, comme nous l'avons dit, s'obtient sans l'utilisation de relais ou de dispositifs compliqués ; le circuit présente les plus grandes qualités de sécurité, de rapidité et d'une efficacité de fonctionnement.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Avant de décrire le circuit de l'interphone automatique, il est nécessaire d'expliquer le fonctionnement du dispositif qui permet de parler et d'écouter en même temps, sans que se produisent d'interférences entre les deux canaux. Pour que ce principe soit plus facilement accessible, nous avons reproduit à la figure 1, le schéma simplifié des deux appareils en liaison, désignés respectivement pour A et B.

Supposons que les deux interphones soient en circuit et que le poste A, désire parler avec B. Le signal capté par le microphone A est amplifié par le transistor TR1 A ; aux bornes du collecteur et de l'émetteur apparaissent deux signaux égaux en intensité et en fréquence, mais en opposition de phase, qui sont dirigés vers les extrémités du potentiomètre R3A à travers C1A et C2A. Ce potentiomètre constitue le « point clé » du circuit, puisque, convenablement réglé, les deux signaux s'annulent au point milieu de R3A. Par conséquent aucun signal ne parvient à R4A, quand on parle devant le microphone A, le potentiomètre R3 étant, bien entendu, convenablement réglé. De ce fait, le haut-parleur « A » est complètement muet.

En se reportant à la figure 1, nous constatons que les deux appareils sont connectés entre eux par deux condensateurs électrolytiques disposés entre les émetteurs de TR1A et TR1B. Le condensateur C3A reçoit le signal en provenance de TR1A, puis le transmet par C3B au circuit émetteur de TR1B du second appareil. Ainsi le signal passe de A à B. Le condensateur C2B reçoit le signal provenant de C3B, et à travers R3B et R4B, le dirige sur la base de TR2B qui l'amplifie encore pour être reproduit par le haut-parleur B.

Si à son tour, on parle devant le microphone B, le signal suit un chemin analogue à celui que nous avons exposé précédemment : C1B et C2B appliquent aux extrémités de R3B deux signaux identiques, mais en opposition de phase, de sorte qu'aucun signal provenant de B n'est disponible au point milieu, et le haut-parleur reste muet ; par ailleurs, le signal microphonique trouve une voie libre par C3B-C3A, atteint l'étage final d'amplification de l'appareil A et actionne le haut-parleur A.

Par ce système, le signal microphonique produit par un des deux appareils, ne peut atteindre le haut-parleur de ce même appareil, par suite de l'action de R3, mais après amplification, doit forcément s'acheminer vers l'étage final de l'autre appareil, à travers les potentiomètres R3 et R4. En résumé, si on parle devant un microphone, le signal ne peut atteindre le haut-parleur qui lui est associé, mais seulement celui de l'interlocuteur.

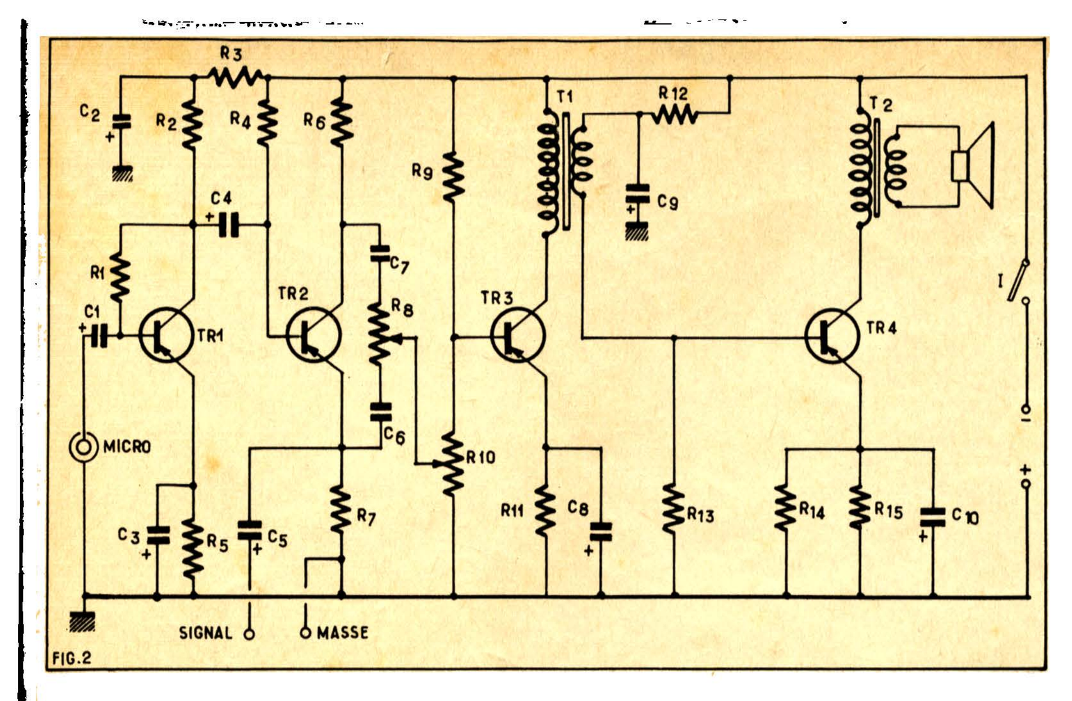
De cette manière, on élimine tout commutateur mécanique, aussi bien manuel que relais, qui présente toujours des inconvénients. Non seulement, nous avons la certitude d'obtenir l'annulation complète du signal indésirable, mais avec ce type d'interphone nous écartons tout risque d'oxydation des contacts ou de mauvais contact des commutateurs, anomalies qui provoquent souvent des réceptions incompréhensibles.

FIG.1

SCHÉMA ÉLECTRIQUE DE L'INTERPHONE

Après avoir compris le principe de fonctionnement, nous pouvons passer à une étude plus détaillée du schéma de l'appareil qui est représenté à la figure 2. Comme nous l'avons déjà vu, l'amplification des signaux microphoniques est assurée par quatre transistors ; TR1 et TR2 amplifient le signal à envoyer à l'étage final de l'autre appareil, tandis que les deux autres transistors, TR3 et TR4 amplifient le signal microphonique provenant de ce dernier.

La première section, comprenant TR1 et TR2, ne doit pas être modifiée, car elle a été conçue pour réaliser un circuit équilibré qui empêche toute interférence entre les signaux provenant des deux appareils. La seconde partie, relative à TR3 et TR4, peut, au contraire, être remplacée par tout autre circuit amplificateur, comportant un plus ou moins grand nombre de transistors, en relation avec la puissance sonore que l'on désire obtenir. On peut par exemple, utiliser un circuit comportant un push-pull. Dans notre prototype, nous avons choisi un transistor AD149 qui assure une puissance de sortie satisfaisante.



amplifié par TR1, est transmis à TR2 qui remplit la fonction d'inverseur de phase.

On prélève, sur l'émetteur et le collecteur de celui-ci à travers C6 et C7, des signaux également amplifiés, mais déphasés de 180°. L'équilibre entre les deux signaux est obtenu à l'aide du potentiomètre, et aucun signal n'est prélevé sur le curseur de R8 et par conséquent n'atteint le potentiomètre de volume R10. Le signal ne trouve qu'une seule voie de sortie représentée, au moyen de C5, par le câble qui relie les deux appareils.

Toujours à travers C5, parvient le signal amplifié provenant du microphone de l'autre appareil ; par C7 et R8, il atteint le potentiomètre de volume R10, qui après dosage, est envoyé sur la base de TR3, qui pilote le transistor final TR4.

Les lecteurs qui désireraient remplacer ces transistors par d'autres PNP correspondants devront modifier uniquement la valeur de la résistance de polarisation d'émetteur dans le cas où l'on observerait une certaine distorsion du son. L'alimentation s'effectue à l'aide de piles 9 V du même type que celles utilisées sur les récepteurs. Comme microphone, on utilisera n'importe quel type ou bien une capsule microphonique ; le haut-parleur aura un diamètre minimum de 8 cm. Le transformateur T1 est du type de sortie pour push-pull de AC128, AC188, OC74 ; T2 est un transformateur de sortie pour AD149 avec secondaire 8 Ω.

(Suite au verso)

SIGNAL
BALANCE
MICROPHONE
PILE
INTERRUPTEUR
VOLUME
HAUT PARLEUR

FIG. 3

COMMENT MESURER LE TEMPS DE DISJONCTION D'UNE ALIMENTATION STABILISÉE

On sait que sur un amplificateur de puissance à transistor une surcharge même de courte durée peut être fatale à la vie des semiconducteurs. Aussi dote-t-on généralement les couples de cette catégorie d'une alimentation stabilisée comportant souvent un disjoncteur électronique. Pour que ce dispositif soit efficace, le temps de disjonction doit être très court et il est intéressant de pouvoir le mesurer lors de la mise au point de l'alimentation. Mais ce temps étant de l'ordre du millionième de seconde, il est hors de question d'utiliser un chronomètre !

Voici donc une façon de le déterminer de manière satisfaisante.

Rappel sur les régimes transitoires Charge-décharge d'un condensateur

Un condensateur C, étant branché à travers une résistance R sur une source de tension V_0 (fig. 1), l'intensité qui circule dans le circuit est de la forme :

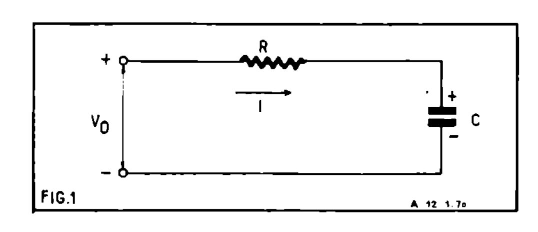
$$I = I_0 \, e^{-\frac{t}{RC}}$$

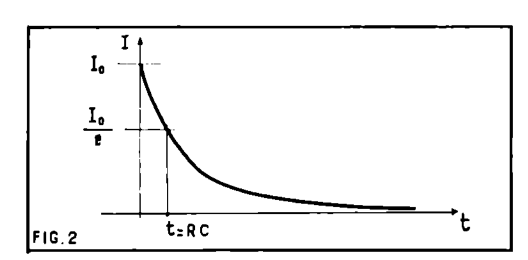
avec

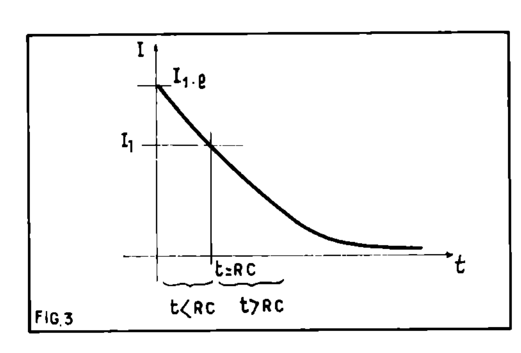
$$I_0 = \frac{V_0}{R}$$

la résistance interne de la source de tension est considérée comme négligeable, ce qui est particulièrement le cas pour une alimentation stabilisée.

La figure 2, montre le graphe de la charge: I en fonction du temps.







Principe de la mesure du temps de disjonction

Soit une alimentation débitant V_0 et disjonctant à I_1. Si on choisit R_1, tel que $I_0 = e \, . \, I_1$, au bout d'un temps $t = R_1 C$ puisque :

$$= \frac{-t}{R_1C} = \quad 1 \; e^{-\frac{t}{R_1C}} = \frac{1}{e}$$

on aura $I = I_1$

pour $0 < t < R_1C \quad I > I_1$
pour $t > R_1C \quad I < I_1$

(voir figure 3).

— Si donc le temps de disjonction T_0 est inférieur à $t = RC$, l'alimentation va disjoncter.

— Si le temps T_0 est supérieur à $t = RC$ l'alimentation ne disjoncte pas, car te, temps pendant lequel l'intensité est supérieure à I_1 est trop petit. En faisant varier C, on arrive ainsi à déterminer le temps de disjonction.

Exemple.

Un exemple concret fera mieux comprendre le processus de la mesure.

- Soit une alimentation de 10 V disjonctant à 0,1 A.

On sait que $e = 2{,}7$.

— Calcul de R_1 :

$$R_1 = \frac{V_0}{e \, . \, I_1} = \frac{10}{2{,}7 \, . \, 0{,}1} \simeq 37 \, \Omega.$$

— Soit $C = 1 \, \mu F = 10^{-6}$ F.

Branchons C en série avec R_1 sur l'alimentation.

— Si elle disjoncte on a : $I_0 < RC = 37 \, . \, 10^{-6}$ secondes soit 37 microsecondes.

On prend alors C de plus en plus petit, jusqu'à ce que l'alimentation ne disjoncte plus.

— Si elle ne disjoncte pas, on augmente C jusqu'à obtention de la disjonction : on a alors $T_0 \simeq RC$.

R. SCHIRRER

INTERPHONE *(Suite de la page 53)*

DISPOSITION PRATIQUE

La réalisation pratique de cet interphone ne présente aucune difficulté. Une disposition est indiquée à titre d'exemple à la figure 3. Tous les éléments sont montés sur une plaquette de bakélite. On respectera bien entendu la polarité des transistors et des électrochimiques.

Le microphone est connecté avec un câble blindé dont la gaine sera mise à la masse. Sur le panneau de devant, on dispose le potentiomètre de volume et le haut-parleur, tandis que le potentiomètre de balance R8, et deux bornes pour connecter le câble blindé qui relie les deux appareils, sont disposés sur le panneau arrière. Cette dernière connexion peut s'effectuer aussi avec un câble à deux conducteurs ordinaire pour installation électrique ; cependant, il est préférable d'utiliser du câble blindé pour éviter des effets capacitifs qui risqueraient de troubler les communications.

VALEUR DES ÉLÉMENTS

R1 = 1 MΩ - R2 = 10 kΩ - R3 — R5 = 1 kΩ - R4 = 150 kΩ - R6 - R7 : 820 Ω. R8 = pot. lin. de 10 kΩ - R9 = 47 kΩ - R10 = pot. lin. de 5 kΩ. R11 = 82 Ω - R12 = 270 Ω 1 W - R13 = 18 Ω - R14 - R15 = 2 Ω 1 W.

Toutes les résistances, sauf pour les valeurs indiquées, ont une puissance de 1/2 W.

C1 - C3 - C4 = 10 μF 16 V électrol. — C2 - C10 : 640 μF 16 V électrol. — C5 - C9 = 125 μF 16 V électrol. — C6 - C7 = 100 000 pF - C8 = 32 μF 10 V électrol. TR1 — TR2 § transistors PNP AC125 (AC126).

TR3 = PNP type AC188 (AC128)
TR4 = PNP type AD149
HP : impédance 8 Ω.

MISE AU POINT

Lorsque le montage est terminé, on procède à la mise au point qui peut s'effectuer sans recourir à un instrument quelconque.

Les deux appareils étant reliés ensemble, on place le potentiomètre de volume R10 au maximum et parlant devant le microphone régler R8 de manière que le haut-parleur soit muet. Cette position correspond à l'annulation du signal microphonique dans la partie qui intéresse l'étage final de l'appareil.

La même opération s'effectue sur le second interphone. Si on observe quelques claquements parasites, on pourra relier le fil de masse aux boîtiers du potentiomètre et les deux transformateurs.

Les appareils doivent alors être prêts à fonctionner et l'on pourra immédiatement apprécier leur facilité de fonctionnement.

Adaptation de Radiorama N° 24.
F3RH.



Une formation à l'américaine, un avenir brillant.

Enfin, une nouvelle formation pour ceux qui n'ont plus de temps à perdre.

Démarrer dans la vie, c'est trouver aujourd'hui le métier où l'on pourra évoluer au lieu de "piétiner" faute d'une formation moderne.

L'International School of Business and Technology prouve avec succès que l'on peut parfaitement adapter, avec efficacité, aux problèmes européens les méthodes et les techniques américaines d'enseignement.

C'est un "enseignement à distance" qui vous permet, tout en continuant d'exercer votre métier actuel, d'approfondir vos connaissances et d'en acquérir de nouvelles, grâce à un dialogue hebdomadaire sur bandes magnétiques avec les hommes d'action de votre secteur d'activité qui participent en tant qu'enseignants à la vie de l'école.

Votre réussite ne dépend que de vous !

L'International School of Business and Technology vous aide et vous conseille dans votre effort, grâce à ses méthodes nouvelles : chaque cours et chaque devoir sont commentés, les professeurs-conseillers sont toujours à votre disposition, l'utilisation des cassettes rend votre travail encore plus efficace, enfin, les séminaires, le travail de groupe sont possibles.

Outre l'enseignement proprement dit, vous bénéficiez d'une bibliothèque de prêt, d'abonnements aux revues techniques qui concernent votre métier, d'un Club International School of Business and Technology : vraie banque de connaissances (revues, enquêtes, informations liées à vos activités et à vos études).

L'International School of Business and Technology a décidé de préparer aujourd'hui aux carrières suivantes :

Carrières techniques : Informatique, Electronique, Electricité, Chimie, Biochimie et plastiques, Bâtiment, Béton armé, Travaux Publics, Métré tous corps d'Etat, Chauffage, Mécanique Générale, Automobile.

Carrières commerciales : Business management, marketing, commerce de détail, Technique de vente, Méthode moderne de comptabilité, Secrétariat médical ou dentaire, Secrétariat et administration.

L'International School of Business and Technology vous aidera à aller là où vous voulez arriver, vous conseillera dans vos ambitions afin que vous ne perdiez plus de temps.

Dès la réception de ce coupon nous vous enverrons notre brochure qui, pour chaque enseignement, vous expliquera l'intérêt de ces méthodes nouvelles.

Veuillez m'envoyer votre test-conseil, ainsi que votre brochure, sans aucun engagement de ma part.

M . . . .
Prénom . . . . Age . . . . .
Rue . . . . N° . . . . .
Ville . . . . N° Dépt . . . . .
Profession . . . .

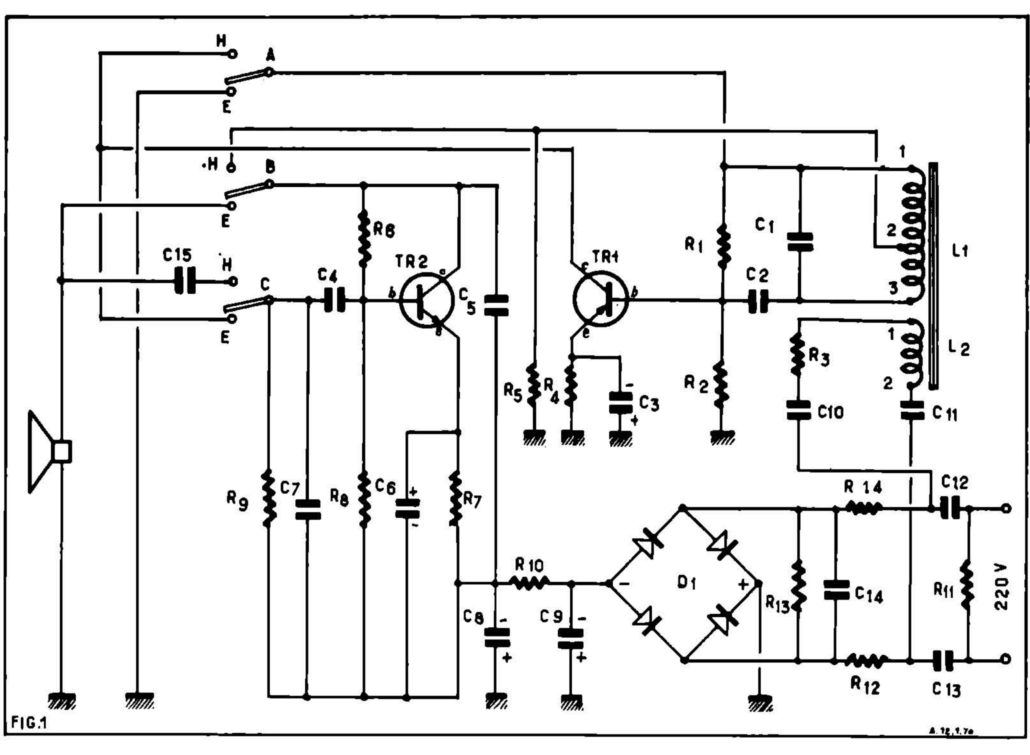
International School of Business and Technology : Centre d'information N° 3101 25, rue Washington - 75-Paris 8e

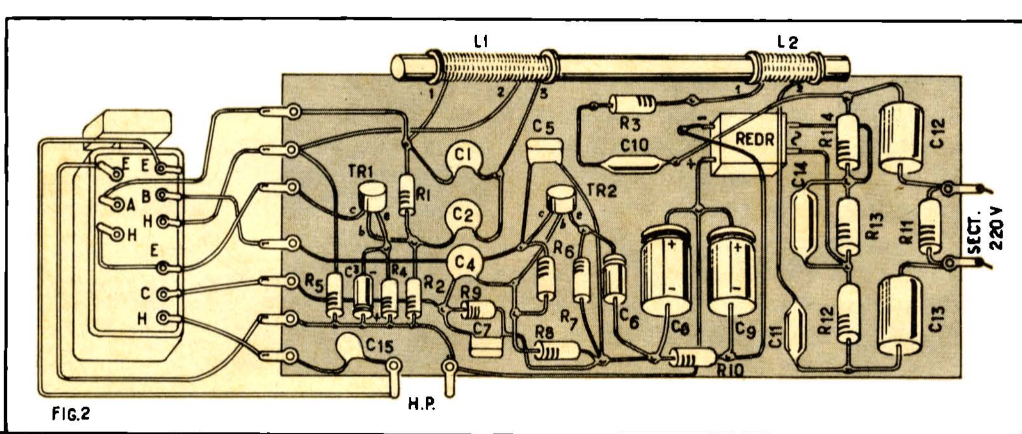
riss conseil

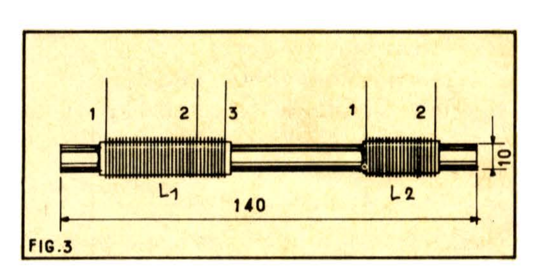
PARIS - NEW YORK - LONDRES - GENEVE - BRUXELLES - MONTE-CARLO - FRANCFORT - STOCKHOLM - AMSTERDAM - TORONTO - SYDNEY - TOKYO

INTERPHONE

à liaison par le secteur







Le circuit que nous décrivons ci-dessous présente la particularité d'utiliser les fils du secteur pour assurer la liaison entre poste principal et poste secondaire. Ceux-ci peuvent donc être disposés très rapidement dans les différentes pièces d'un même local.

La plupart des interphones étant généralement alimentés par le secteur, il était logique que l'on cherchât à utiliser les fils de la ligne pour véhiculer les signaux. De cette façon, il est possible d'utiliser n'importe quelle prise de courant pour brancher l'appareil.

Dans le système que nous décrivons, un signal 80 kHz modulé est envoyé à travers le secteur et transmis par le second poste au moyen de petits condensateurs de séparation.

Cette méthode ne permet pas de courir de grandes distances, par suite de la faible résistance et de la capacité élevée de la ligne; ainsi le signal s'atténue très rapidement. Quoi qu'il en soit, les inductances disposées en série que présentent les compteurs bloquent les signaux et assurent le secret des conversations qui ne peuvent s'effectuer d'un appartement à un autre, ou d'un immeuble à un autre.

Il est nécessaire de tenir compte des interférences et des bruits parasites, apportés par les appareils domestiques; cependant ceux-ci ne sont pas suffisamment élevés pour provoquer de sérieux inconvénients. Il n'en reste pas moins que l'utilisation de ce système n'est pas conseillée dans les ateliers ou les usines, le niveau de bruit provoqué par les interférences étant alors considérablement élevé.

Il ne faut pas négliger le facteur sécurité. Le circuit étant directement relié au secteur, il est nécessaire de l'isoler pour éviter toute décharge désagréable. Pour ce motif, il est conseillé d'utiliser un coffret en matière plastique, en bois ou en matériaux appropriés pour absorber le son afin d'éviter les éventuelles résonances acoustiques qui pourraient se produire dans l'appareil.

FONCTIONNEMENT

Pour mieux comprendre le fonctionnement, reportons-nous au schéma de la figure 1. Chaque unité est pourvue d'un commutateur poussoir à trois circuits, deux positions, l'une d'elles étant utilisée pour parler, et l'autre pour écouter.

Le commutateur devra être d'un type spécial qui revient automatiquement à la position initiale « écoute » par l'action d'un ressort.

Le premier transistor, type AC188, PNP, fonctionne en détecteur, tandis que le second, type AC187 NPN, fonctionne comme amplificateur de puissance. Le transistor TR1 n'est pas conducteur, puisque sa base est connectée, à travers la résistance R2, au pôle positif du redresseur en pont du circuit d'alimentation. Dans ce cas, à l'exception d'impulsions trop fortes aucun signal d'interférence ne peut influencer le haut-parleur. Un signal modulé d'entrée, par contre, est détecté par la diode base-émetteur de TR1, qui devenu conducteur, envoie le signal sur TR2 qui l'amplifie.

Avec le commutateur sur la position « écoute », le courant total est de 10 mA avec une tension d'alimentation continue de 15 V environ.

Le circuit d'entrée du signal modulé comporte les condensateurs C10 et C11, la résistance R3 et la self de couplage L2, ainsi que le circuit L1-C1 accordé sur 80 kHz. Les bobines L1 et L2 seront disposées sur un barreau de ferroxcube pour une meilleure sensibilité.

Elles seront réalisées sur un mandrin de carton ou de matière plastique. La longueur minimum sera de 25 mm pour L1 et son diamètre de 10 mm afin de pouvoir être disposée facilement sur le barreau. L'épaisseur du support n'est pas critique. Le fil employé pour les bobinages sera du fil de cuivre émaillé de 0,4 mm et le nombre de spires doit être le suivant :

L1 = 49 spires (1-2 = 40 spires; 2-3 = 9 spires). L2 = 22 spires. L'ensemble des bobinages est représenté à la figure 3. Avec le commutateur disposé sur la position « Parole », le premier transistor fonctionne en oscillateur et le second comme amplificateur pour le microphone, le haut-

deux transistors étant disposés en série, toute variation du courant qui traverse TR2 provoque une variation correspondante de l'amplitude du signal et procède à la modulation de l'étage au moyen du signal du microphone. Le signal modulé passe ensuite par couplage dans L2, et à travers R3, C10-C11 et C12-C13, est injecté dans la ligne de distribution du secteur. Les résistances R12 et R14 bloquent le parcours du signal vers le redresseur en pont.

Le courant total avec le commutateur sur la position « Parole » est approximativement de 8 mA, avec une tension continue d'alimentation de 15 V. Cette alimentation est obtenue à partir du secteur pour un circuit constitué :

— d'un diviseur de tension comprenant C12-C13-R12-R13-R14 qui abaisse la tension de manière à obtenir une tension continue de 15 V en charge; les condensateurs par suite de leur réactance élevée à la fréquence du secteur, et offrent l'avantage de ne pas introduire de pertes dans le circuit.

— d'un redresseur en pont BY122, associé aux condensateurs C8 et C9, qui délivre la tension continue nécessaire. Les différentes unités qui font partie du système, au nombre de deux ou plus, doivent être équipées avec le même barreau d'antenne, c'est-à-dire un barreau de ferroxcube d'environ 140 mm de long et 10 mm de diamètre.

L'impédance du haut-parleur utilisé doit être de 150 Ω; de cette façon, il n'est pas nécessaire d'employer un transformateur de sortie. Le couplage entre le microphone et l'amplificateur s'effectue au moyen du condensateur C15.

Fonctionnant à la fois comme microphone et comme haut-parleur, cet élément [...] A cause de la résistance élevée de la bobine on le connecte directement sur le collecteur du transistor.

Les deux condensateurs C5 et C7 empêchent que le signal 80 kHz parvienne jusqu'au circuit de basse fréquence. La résistance R3 amortit le circuit résonnant constitué de L2 et du condensateur C11 pour éviter la production de fréquences parasites; R4 et R7 assurent une bonne stabilisation avec la température.

Le redresseur BY122 est constitué de quatre diodes au silicium contenues dans une capsule de plastique. La tension continue aux bornes de C9 doit être de 15 V. Cette dernière peut être réglée en modifiant la valeur de C12 et C13. La réactance est d'autant moins élevée que la capacité est grande et par conséquent, la tension alternative appliquée au redresseur plus élevée.

RÉALISATION PRATIQUE

Les éléments sont disposés sur une plaquette de bakélite perforée comme l'indique la figure 2.

Le réglage des appareils s'effectuera de la façon suivante. Avec deux interphones, l'un fonctionnant comme récepteur et l'autre comme émetteur, on ajuste les deux bobines L1, en les faisant glisser doucement sur le barreau, afin d'obtenir une réception claire et puissante. Ensuite on procède de la même façon au couplage de L2 avec L1, en recherchant toujours puissance et clarté et la plus forte atténuation possible des bruits à la réception. Cette position relative de L2 est critique; on recherchera à l'émission la position qui apporte le moins de bruit et à la réception, celle qui donne le maximum de puissance. Si ces deux positions sont différentes, on choisira un compromis procurant les meilleures conditions de fonctionnement dans les deux cas.

D'après Radiorama n° 19
Adaptation F. HURÉ.

Valeur des éléments : R1 = 47 kΩ - R2 = 10 kΩ - R3 = 10 Ω - R4 = 470 Ω - R5 = 1 kΩ - R6 = 33 kΩ - R7 = 39 Ω - R8 = 4,7 kΩ - R9 = 2,2 kΩ - R = 100 Ω - R11 = 100 kΩ 1 W - R 12 = 220 Ω 1 W - R 13 = 1 kΩ 1 W - R 14 = 220 Ω 1 W. Toutes ces résistances ont une puissance de 1/2 W sauf indication contraire.
C 1 = 15 000 pF céramique - C 2 = 3 900 pF céramique - C 3-C 6 = 10 μF 16 V - C 4 = 0,47 μF céramique - C 5 = 0,22 μF - C 7 = 0,1 μF - C 8-C 9 = 250 μF 50 V - C 10-C 11 = 0,1 μF 400 V - C 12-C 13 = 1 μF 400 V C 14 = 0,1 μF 160 V - C 15 = 0,22 μF céramique.

TECHNIQUES ÉTRANGÈRES

par H. NELSON

Les montages de technique étrangère, qui seront décrits dans cette série d'articles, proviennent des documentations des fabricants ou d'extraits de presse étrangère.

N'étant pas réalisés par nous, il ne nous sera pas possible de donner des renseignements complémentaires sur des variantes, des composants de remplacement ou des valeurs d'éléments non indiquées sur les schémas ou dans les textes.

Ces études sont surtout destinées à la documentation de nos lecteurs qui doivent sans cesse se tenir au courant de la technique moderne actuelle. Nous déconseillons la réalisation de ces montages, pour ce genre de travaux, nos lecteurs trouveront dans notre revue un nombre considérable de descriptions pratiques de montages réalisés ou contrôlés par nous, offrant le maximum de chances de réussite. Quoi qu'il en soit, nous donnerons dans les analyses des montages que nous publierons dans cette série, le maximum de renseignements en notre possession.

Microcircuit MF-BF

Le nouveau microcircuit MFC 4010P de Motorola, est présenté en boîtier plastique rectangulaire de 8 × 6 mm avec 4 fils de terminaison. Il peut être utilisé dans diverses applications du domaine de la MF (par exemple à 455 kHz) et la BF comme préamplificateur. On donne à la figure 1, la composition intérieure de circuit à quatre terminaisons, 1 à 4, à connecter comme suit : 1 à la masse, 2 : sortie du signal amplifié, 3 au + alimentation et 4 : entrée du signal à amplifier.

Le montage comprend trois transistors montés en émetteur commun. Ceux de Q_1 et Q_2 sont reliés directement à la masse point 1, à relier à la ligne négative d'alimentation. L'émetteur de Q_3 est relié à la masse par une résistance de 100 Ω ce qui produit une contre-réaction d'intensité améliorant la stabilité de cet amplificateur.

Toutes les liaisons, entre collecteur et base sont directes. Le signal appliqué au point 4, base de Q_1, est amplifié par ce transistor, NPN comme les deux autres. Du collecteur de Q_1, le signal est transmis directement à la base de Q_2 et du collecteur de ce transistor, le signal passe à la base de Q_3.

Remarquons que les charges de Q_1 et Q_2, de collecteurs, sont des résistances de 1,5 kΩ. Leur point commun est relié au point (3) (+ alimentation) par une résistance de 1,8 kΩ, ce qui crée une contre-réaction stabilisant l'amplificateur, mais réduisant le gain.

La charge du transistor de sortie, Q_3, se compose de la résistance de 120 Ω et d'une résistance à connecter extérieurement au point 2 de sortie du signal à amplifier.

De ce fait la résistance de 100 Ω et la charge extérieure constituent un diviseur de tension.

La polarisation de la base de Q_1 doit être assurée par un dispositif extérieur au circuit.

Application en BF

Une application du MFC4010 en basse fréquence est donnée par le schéma de la figure 2 qui représente un préamplificateur pour magnétophones portables ou en cassette utilisable pour la lecture et pour l'enregistrement.

Les deux commutateurs I_1 et I_2 sont conjugués, la position indiquée sur le schéma est celle d'enregistrement.

Dans cette position le microphone ou tout autre source de signaux à enregistrer est branché au point 4 par l'intermédiaire d'une résistance de 1 kΩ et un condensateur de 25 µF.

Le point 4 est (voir figure 1) la base de Q_1. La polarisation de cette base est assurée par une chaîne de résistances : 3,9 kΩ, 39 kΩ, 3,9 kΩ, aboutissant au point 3 (+ alimentation). Un excellent découplage est effectué au point X_1, par deux condensateurs en parallèle, l'un de

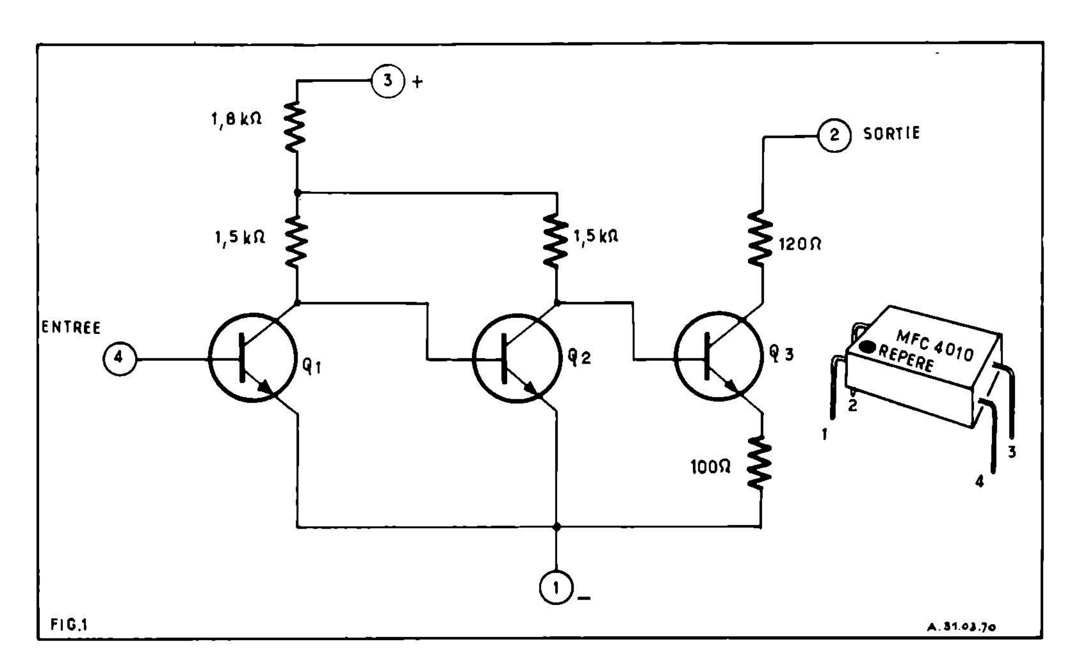


FIG.1

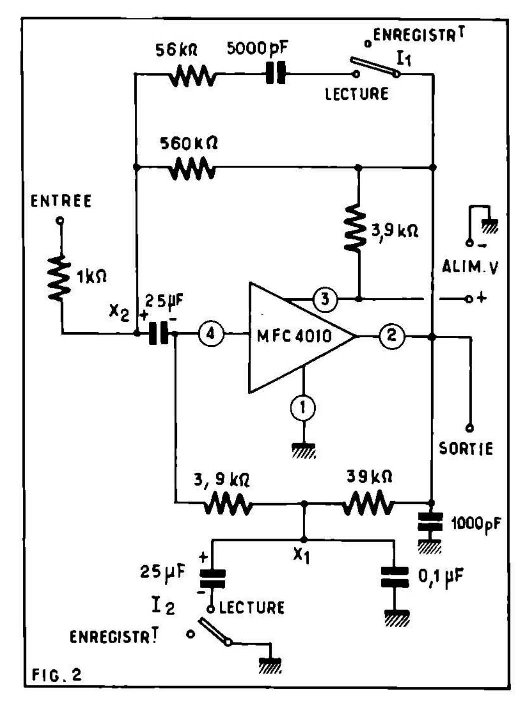


FIG. 2

assurant une bonne efficacité à toutes les fréquences des signaux BF à amplifier en position lecture.

Remarquons que la résistance de 3,9 kΩ connectée entre les points 2 (sortie) et 3 (+ alimentation) est évidemment la charge extérieure de Q_3 comme mentionné plus haut.

Le signal de sortie peut être pris directement au point 2 ou par l'intermédiaire d'un condensateur si ce condensateur ne se trouve pas à l'entrée du circuit suivant.

Une contre-réaction est prévue entre la sortie 2 et l'entrée 4. Cette contre-réaction comprend deux boucles, reliées au point X_2 point commun de la résistance 1 kΩ et du condensateur de 25 µF. La première boucle se compose d'une résistance de 560 kΩ donc n'agit que pour réduire la distorsion (et, aussi le gain). Cette résistance est seule, en circuit de contre-réaction, en position enregistrement.

Remarquons, d'autre part, qu'en position enregistrement, I_2 laisse déconnecté le condensateur de 25 µF de découplage relié au point X_1, le découplage n'étant assuré que par le condensateur de 0,1 µF d'où effet sélectif favorisant le gain aux fréquences élevées pour lesquelles la capacité de 0,1 µF est suffisante pour assurer un découplage suffisant.

La deuxième boucle de contre-réaction disposée entre la sortie 2 et le point X_2 comprend la capacité de 5 000 pF et la résistance de 56 kΩ. Elle est introduite en circuit en position lecture seulement, par le commutateur I_1.

Cette boucle donne lieu à une contre-réaction sélective. Celle-ci favorise le gain aux fréquences basses. En effet, l'effet de contre-réaction est diminué à ces fréquences en raison de la présence de la capacité de 5 000 pF, tandis qu'aux fréquences élevées la capacité présente une réactance de plus en plus faible donc effet de contre-réaction (réduction de gain) plus prononcé. Pratiquement, en standard NAB.

Pour l'enregistrement le microphone doit être connecté à l'entrée tandis que la sortie sera connectée à un amplificateur permettant d'élever suffisamment le niveau du signal afin qu'il puisse être appliqué à la tête d'enregistrement.

En position lecture, c'est la tête d'enregistrement qui sera connectée à l'entrée et la sortie à la chaîne de préamplification et d'amplification aboutissant au haut-parleur.

Application en MF

Dans une chaîne HI-FI, une des sources de signaux BF peut être la sortie détectrice d'un récepteur à modulation d'amplitude, recevant les ondes longues, les ondes moyennes et les ondes courtes. Il va de soi que cette source ne fournira pas en général de signaux de qualité égale à celle des signaux FM, mais on doit tenir compte de son existence.

D'autre part, nombreux sont actuellement les récepteurs AM/FM. Un dispositif simple de réalisation d'un amplificateur MF à accorder sur 455 kHz ou toute autre fréquence voisine, est d'utiliser le circuit MFC4010. Ce circuit sera branché selon le schéma de la figure 3.

Le signal à amplifier e_0 sera appliqué au point 4 par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 000 pF. Ce signal sera fourni par le bloc chargeur de fréquence et il est évident qu'un bobinage accordé sur 455 kHz, devra être disposé dans la liaison entre le bloc HF-CF et le circuit amplificateur MF.

Le condensateur de 10 000 pF sert à la transmission du signal et à l'isolation de la base de Q_1 (voir figure 1) afin qu'elle puisse être polarisée à l'aide des résistances de 50 kΩ, 100 kΩ et 8,2 kΩ à partir du point de sortie 2 (collecteur de Q_3) qui est au + alimentation, point 3.

Remarquons qu'il n'y a pas de contre-réaction entre la sortie et l'entrée en raison de la présence du condensateur de découplage de 0,1 µF. Le point 1 est relié à la masse et au négatif de l'alimentation, tandis que le point 3 est connecté au positif de l'alimentation avec adjonction d'un condensateur de découplage de 0,1 µF est évidemment suffisante à la fréquence de 455 kHz.

Le signal de sortie est obtenu au point 2 et transmis au détecteur MF à modulation d'amplitude par un condensateur isolateur de 5 000 pF.

Remarquons que la charge de collecteur de Q_3 (point 2) se compose de la résistance de 8,2 kΩ de celle de 2 kΩ et de celle de 100 kΩ, ce qui correspond approximativement à 10 kΩ.

Caractéristiques du MFC 4010

Les faibles dimensions de ce circuit sont indiquées sur la figure 1 à droite : 6,5 × 5 mm environ.

On obtient avec ce circuit, un gain de 60 dB au moins avec une tension de souffle réduite à la sortie : 1 mV efficace environ.

La tension d'alimentation limite à ne pas dépasser est de 18 V pour laquelle la consommation maximum à l'air libre ne doit pas dépasser 0,5 W. La gamme de température est — 10 °C à + 75 °C.

En montage normal la tension d'alimentation peut être de 6 V minimum et 12 V maximum.

Avec 6 V, le gain maximum est de 70 dB en tension à f = 1 kHz, le même gain étant obtenu jusqu'à 600 kHz. Bien entendu le circuit amplificateur devient sélectif si l'on dispose des bobinages à l'entrée, on à l'entrée et à la sortie, la sélectivité dépendant des bobinages.

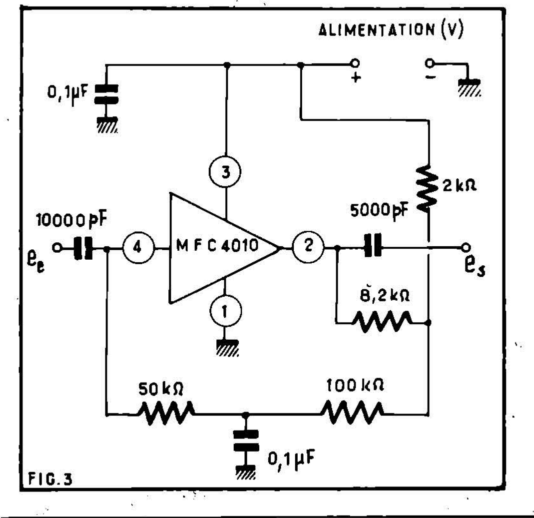


FIG.3

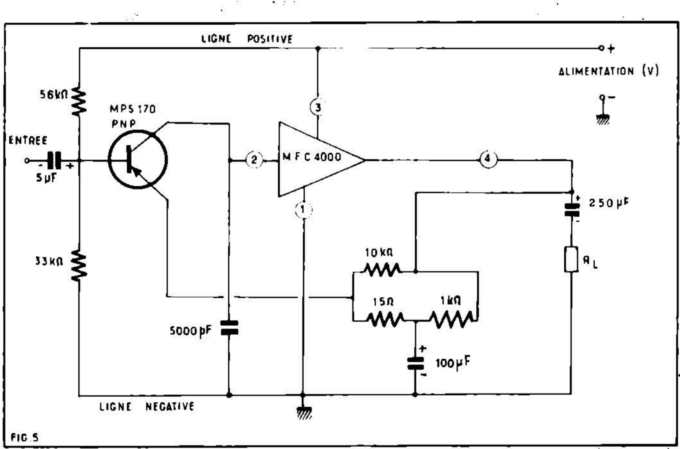


FIG 5

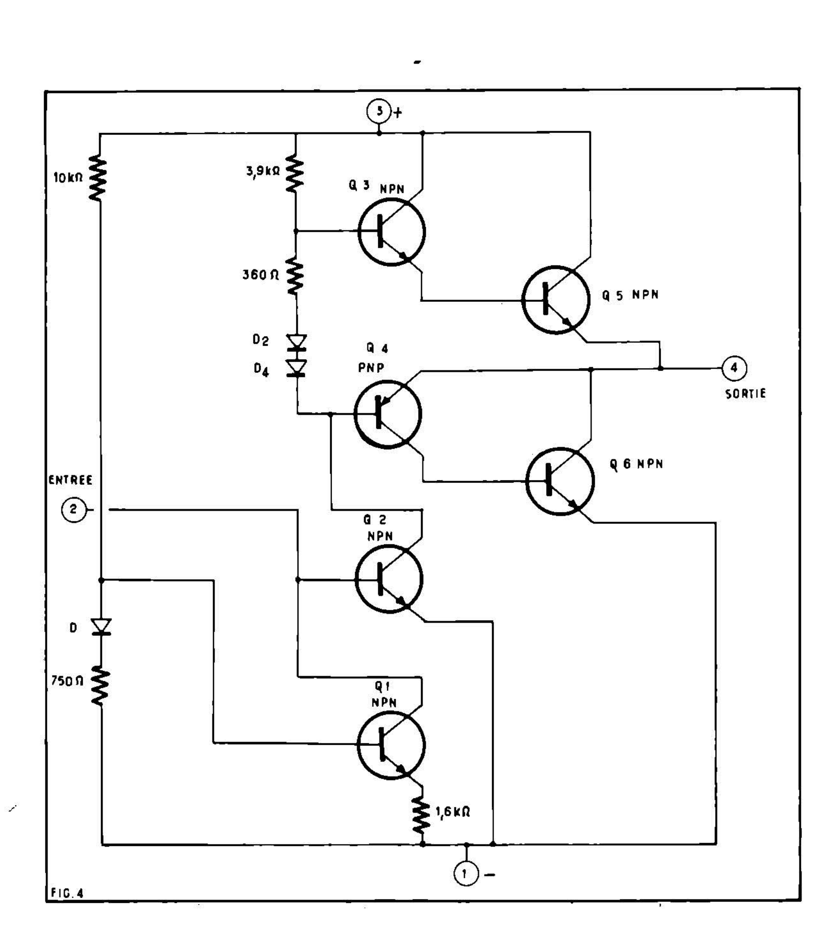


FIG.4

sant avec l'alimentation : 70 dB à 6 V, 73 dB à 8 V, 75 dB à 10 V, 76 dB à 12 V.

On voit que le gain est peu réduit avec 6 V, comparativement à l'alimentation de 12 V.

On se souviendra qu'un gain de 70 dB, correspond à un rapport de tension de 3 160 fois.

Amplificateur BF

Le courant consommé augmente avec la tension d'alimentation : 3 mA à 6 V, 4 mA à 8 V, 5 mA à 10 V, 6 mA à 10 V et 9 mA à 18 V.

Ce circuit, simple à utiliser et à grand gain est particulièrement intéressant dans les diverses applications de la haute fidélité mono et stéréo et en amplification MF à 455 kHz dans les récepteurs AM et AM-FM.

Le circuit associé au précédent est le MFC 4000P de Motorola également dont le schéma intérieur est donné par la figure 4.

La polarisation de Q_2 est fournie par Q_1, qui est polarisé à l'aide de la diode D et les résistances de 750 Ω et 10 kΩ.

sur le collecteur de Q_2 est transmis sans inversion à la paire complémentaire Q_4 et Q_3 (PNP et NPN) couplée à la paire de sortie Q_5-Q_6 tous deux des NPN montés en série avec sortie unique au point 4.

On connecte l'alimentation avec le — au point 2 et le + au point 3.

La présentation de ce circuit est la même que celle du MPC 4010.

Application en BF

Nous donnons à la figure 5, un schéma d'application concernant un amplificateur BF pouvant fournir une puissance de 250 mW avec une tension d'alimentation de 9 V.

Cet amplificateur comprend un transistor normal, préamplificateur suivi du circuit MFC 4000.

Ce montage convient aux deux montages d'application décrits plus haut. Celui d'amplificateur MF (figure 3) sera suivi du détecteur et la sortie de celui-ci sera connectée à l'entrée de l'amplificateur condensateur de 5 µF, relié à la base du MPSA70.

Le montage de préamplificateur de magnétophone sera connecté également à l'entrée du MPSA70.

Le signal à amplifier transmis par le condensateur de 5 µF est appliqué à la base du MPSA70, cette base étant polarisée par le diviseur de tension 56 kΩ — 33 kΩ, monté entre la ligne positive et la ligne négative de l'alimentation de 9 V. Remarquons que ce transistor est un PNP monté en émetteur commun.

Du collecteur de ce transistor, le signal amplifié est transmis en liaison directe au point 2, du circuit MFC 4000 qui est la base du transistor d'entrée Q_2 (voir aussi figure 4). Cette base est donc reliée au collecteur du transistor extérieur et leur polarisation est assurée par le même circuit composé d'un réseau à résistances (10 kΩ, 15 Ω et 1 kΩ) aboutissant au point 4, sortie de l'amplificateur.

Ce dispositif de polarisation est également une boucle de contre-réaction sélective linéarisant le gain de cet amplificateur.

La sortie point 4, formant le signal à l'utilisation R_2 de 16 Ω, pouvant être un haut-parleur, par l'intermédiaire d'un condensateur électrochimique de forte capacité, 250 µF.

Caractéristiques

La distorsion harmonique, caractéristique importante dans les montages de haute fidélité, dépend de la puissance de sortie et de la tension d'alimentation.

Ainsi avec une tension d'alimentation de 6 V, la distorsion est de 2,2 % pour une puissance inférieure à 10 mW, de 3 % pour P = 30 mW et de 8 % pour P = 100 mW. La tension de 6 V ne convient en HI-FI.

Par contre, avec 9 V d'alimentation, on a D = 0,6 % jusqu'à P = 30 mW, D = 1 % à P = 90 mW, D = 2 % à P = 150 mW et D = 4 % à P = 250 mW

La consommation de courant augmente avec la puissance de sortie. Il y a un courant consommé de 15 mA à 10 mW, 25 mA à 60 mW, 50 mA à 150 mW et 60 mA à 250 mW.

Les caractéristiques limites maxima sont : alimentation 12 V, puissance modulée 1 W, température de fonctionnement — 10 °C à + 75 °C.

Il va de soi que pour les montages stéréo, il y aura deux canaux identiques à celui décrit.

RADIO RECEPTEURS ULTRA MODERNES AM à circuits intégrés

Généralités

De nombreux circuits intégrés convenant aux récepteurs à modulation de fréquence ont été décrits précédemment. Jusque dans ces derniers temps, peu de circuits intégrés ont été étudiés spécialement pour les récepteurs à modulation d'amplitude mais, en plus de celui de RTC, La Radiotechnique Comprim, type TAD 100 où son équivalent plus récent, viennent de sortir de nouveaux circuits intégrés pour AM (modulation d'amplitude) dont la plupart sont fabriqués aux Etats-Unis mais importés en France.

Nous décrirons ici quelques montages proposés par « National Semi-Conductor ».

Commençons par le circuit intégré LM172/LM 272/LM 372 dont une étude simplifiée a été donnée précédemment dans notre série « Techniques étrangères ».

Le circuit LM 172-272-372

Le schéma intérieur de ce circuit intégré est donné par la figure 1. Les points de branchement sont représentés par les numéros 1 à 8.

Dans le CI, ne figurent que des semi-conducteurs et des résistances, les capacités indiquées sur le schéma étant en réalité extérieures au circuit, donc à brancher par l'utilisateur.

La présentation de ce circuit intégré est standardisée, le boîtier étant un TO5 à huit broches.

Les capacités extérieures permettent d'effectuer les découplages et les liaisons de ce microcircuit à produit gain — largeur de bande élevé.

Pour mieux analyser le fonctionnement de ce circuit intégré, on considérera ses trois parties : la section CAG, la section de gain de tension et la partie détection-BF. La figure 2, représente les diverses sections de ce circuit intégré.

FIG.1

La section CAG

Cette section (voir figure 1) comprend une paire différentielle Q_2-Q_3 à couplage par émetteurs. La polarisation de Q_2 est déterminée par celle de l'émetteur de Q_1, monté en collecteur commun, dont la polarisation est déterminée par celle de base fixée par le pont de diodes D_7 à D_7.

La polarisation de la base de Q_3 dépend de celle de l'émetteur de Q_3, commandée par la base de Q_4.

C'est sur cette base que l'on applique la tension de CAG V_{cag} prélevée à la sortie du circuit intégré.

La paire Q_2-Q_3 est utilisée comme un atténuateur série-shunt à variation continue.

Le signal alternatif à amplifier par cette section est appliqué à la base de Q_2 par l'intermédiaire du condensateur de liaison C_1 qui isole la base de la source du signal à amplifier.

La polarisation de la base de Q_2 est 2 V_0 et celle de la base de Q_1 est 3 V_0, 3 V_0 étant la tension obtenue au point commun de D_3 et D_4.

Lorsque la tension de CAG, V_{cag} est au-dessous de la tension (positive par rapport à la masse) 3 V_0, le transistor Q_3 est bloqué incomplètement et Q_2 fonctionne comme un transistor monté en collecteur commun à sortie sur émetteur dont la charge d'émetteur est R_2 de 3 kΩ.

Lorsque V_{cag} = 3 V_0, Q_2 et Q_3 constituent une paire différentielle équilibrée, car les bases, les émetteurs et les collecteurs de ces deux transistors sont respectivement, à une même tension.

Les émetteurs ont alors, des courants égaux traversant R_2. Dans le troisième cas, si V_{cag} est supérieure à 3 V_0, le transistor Q_3 devient de plus en plus conducteur. De ce fait la résistance d'émetteur diminue autrement dit, le signal alternatif qui est transmis de Q_2 à Q_3 par les émetteurs réunis, se trouve aux bornes d'une résistance diminuée, donc la tension du signal alternatif diminue.

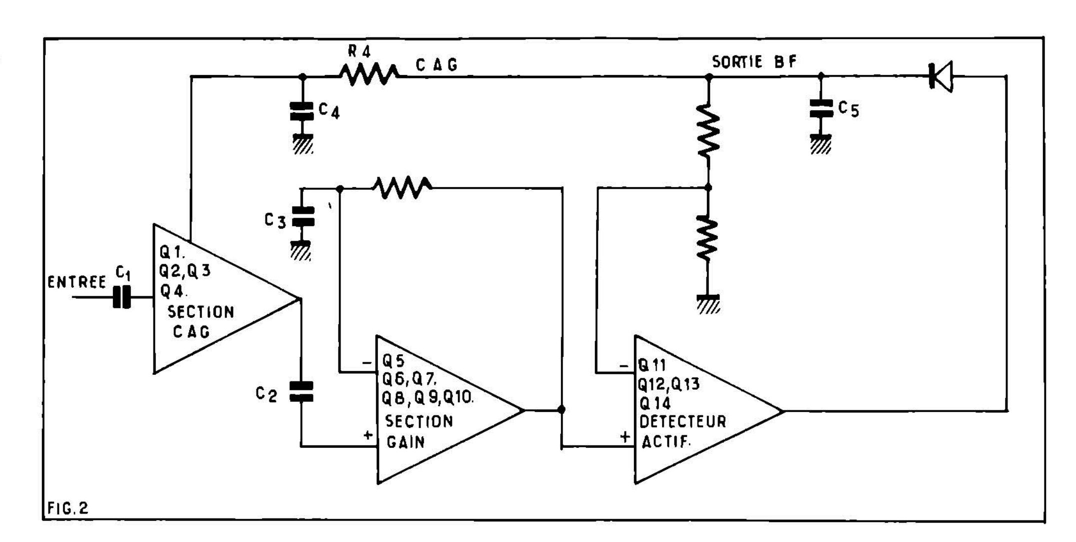


FIG.2

Le courant continu dans R_2, toutefois, augmente et de ce fait, Q_2 dont la polarisation de base est toujours 2 V_0 tend à se bloquer et sa résistance d'émetteur augmente. Cette résistance se trouve en série avec le circuit du signal alternatif à amplifier.

Cette résistance série contribue également à diminuer le gain de l'étage différentiel. Le circuit différentiel Q_2-Q_3 est donc un dispositif atténuateur shunt-série dont le minimum d'atténuation est zéro décibel (gain = 1).

Comme la base de Q_2 est maintenue à la tension fixe de polarisation 2 V_0, lorsque la polarisation de base de Q_3, augmente en même temps que V_{cag}, la tension continue aux bornes de R_2 augmente et le gain est diminué.

D'autre part, il faut monter une capacité de découplage C_4 entre la base de Q_4 et la masse afin de séparer la partie CAG du CI de la partie amplificatrice à laquelle la CAG n'est pas appliquée.

Cette section est représentée sur la figure 2. Elle se relie à la section précédente par le condensateur extérieur de liaison C_2, monté entre les points de branchement 1 et 3 du circuit intégré.

L'analyse du schéma de cette section montre qu'elle se compose essentiellement de trois transistors, Q_6, Q_7 et Q_8, montés en émetteur commun (à la masse) à liaisons directes disposés en cascade, le collecteur d'un transistor étant relié à la base du suivant. Remarquons que pour obtenir le maximum de gain de tension, on a monté les trois transistors, Q_6, Q_7, Q_8 en émetteur commun.

Les tensions d'alimentation des collecteurs de ces trois transistors sont fournies par Q_9, R_9 et R_{10} pour Q_6 et Q_7 et par Q_{10} et R_{11} pour Q_8, les bases de Q_9 et Q_{10} étant polarisées à des tensions stables à partir du diviseur de tension à diodes D_1 à D_7 et R_5 de 20 kΩ.

De cette manière chaque tension de collecteur d'un transistor correspond exactement à celle qui convient à la base du transistor suivant, reliée directement au collecteur considéré.

On notera le montage du condensateur de découplage C_3 au point 5, entre ce point et la masse.

La tension des collecteurs de Q_6 et Q_7 est égale à V_0. D'autre part. la base de Q_6 est polarisée à une tension stable qui est à peu de choses près celle de l'émetteur de Q_5, dont la tension de base est stable, grâce à la résistance R_8 reliée au collecteur de Q_8.

Le système de polarisation adopté dans ce circuit intégré pour les collecteurs et les bases, évite l'emploi de condensateurs de découplage en grand nombre, produit une contre-réaction en continu seulement, et a pour effet de réduire la consommation de courant, lorsque la tension d'alimentation augmente.

Les détecteurs AM

L'emploi de détecteurs diodes classiques, polarisés en direct, ne donne pas des résultats satisfaisants pour des signaux faibles.

Un meilleur détecteur est celui de la figure 3A, que l'on peut considérer comme proche de l'idéal et est proposé dans de nombreux circuits d'amplificateurs opérationnels.

Si le gain de l'amplificateur opérationnel représenté par un triangle sur le schéma, est suffisamment élevé, le signal BF de sortie aura exactement la même forme que l'enveloppe du signal HF (ou MF) modulé en amplitude.

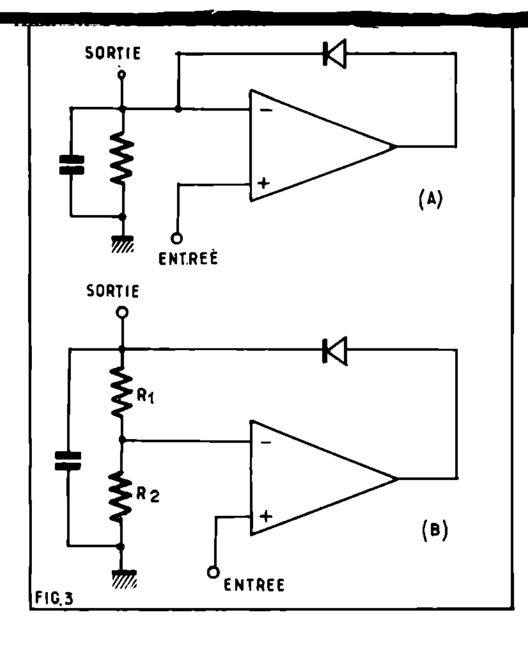
La diode est insérée dans une boucle de contre-réaction. En effet, cette boucle renvoie le signal de sortie vers l'entrée inverseuse (désignée par le signe —) de l'amplificateur opérationnel.

Ce dernier polarise automatiquement la diode de façon qu'elle soit utilisable aux faibles signaux.

Lorsque le signal de porteuse est absent, la tension continue de sortie est nulle, tandis que si une porteuse non modulée est présente, il y a une tension continue de sortie dont le maximum peut atteindre la moitié de la tension crête à crête du signal alternatif.

Si le signal alternatif porteur est modulé, la modulation n'a pas d'effet sur la tension continue. Sur le circuit RC du montage de la figure 3A, apparaît une tension BF conforme à l'enveloppe supérieure de la tension HF modulée.

Une modification simple du montage de la figure 3A, consiste dans l'adjonction d'un diviseur de tension résistif R_1-R_2 comme on le voit sur le schéma de la figure 3B. La différence avec le précédent réside dans le fait que l'on a réduit le signal de



contre-réaction dans le rapport $R_2/(R_1 + R_2)$ le signal d'entrée étant inchangé et appliqué à l'entrée non inverseuse (+) de l'amplificateur opérationnel.

En réduisant la contre-réaction on augmente le gain de l'amplificateur dans le rapport $(R_1 + R_2)/R_2$.

Le montage adopté est représenté sur le schéma de la figure 1 avec toutes ses parties dont le détail est donné ci-après. Ce détecteur dit actif est constitué par un amplificateur différentiel Q_{11}-Q_{12} à liaison par les émetteurs qui fait fonction d'amplificateur opérationnel, tandis que Q_{14} fait fonction de diode de contre-réaction comme celles des figures précédentes. En l'absence d'un amplificateur opérationnel, le circuit Q_{11}-Q_{12} donne un gain de tension d'environ 40 dB qui est suffisant pour permettre d'obtenir une excellente détection par ce procédé.

En raison du remplacement de la diode par un circuit a transistor à sortie par l'émetteur (Q_{14}) l'impédance de sortie de cette « diode » est faible et, de ce fait on a ajouté au montage, la résistance R_{16} de 500 Ω qui asociée au condensateur C_5 permettra de bien filtrer le signal de sortie en le débarrassant des résidus de la porteuse.

Le diviseur résistif se retrouve dans le schéma de la figure 1 et se compose de R_{14}-R_{15} correspondant à R_1-R_2 du montage précédent de la figure 3B.

Le gain de tension en BF est alors de trois fois. Les diodes D_8 et D_9 servent à compenser la tension continue superposée à la tension alternative HF (ou MF) provenant des étages de gain Q_6-Q_7-Q_8.

Le transistor Q_{13} sert de régulateur de tension pour l'amplificateur différentiel Q_{11}-Q_{12}.

la base de Q_{11} est l'entrée non inverseuse (+), celle de Q_{12} est l'entrée inverseuse (—) reliée au diviseur de tension aboutissant à la « diode » de contre-réaction Q_{14}.

La totalité du circuit intégré est réalisée sur un carré de 33 × 35 mil. 1 mil = 0,0254 mm donc 1 /1 000 de pouce qui est égal à 25,4 mm.

Applications du CI type LM 172

La figure 4, donne le schéma de montage d'un radio-récepteur à modulation d'amplitude utilisant en MF et détection le circuit intégré LM172.

La partie MF est accordée sur 456 kHz à l'aide du « bobinage » extérieur de la marque MURATA, qui est en réalité un filtre céramique.

La partie MF est précédée du changeur de fréquence et suivie d'un amplificateur BF.

Une analyse de ce schéma a été donnée précédemment. Voici les performances de cet appareil radio AM en ondes moyennes : dynamique de la CAG : de 50 µV à 50 mV (au point 2) ce qui correspond à un rapport 1 000 ou 60 dB.

Avec un signal modulé à 80 %, sans CAG, la tension de sortie peut atteindre 0,8 V crête à crête et l'amplificateur BF extérieur sera déterminé d'après cette tension qui lui sera appliquée à l'entrée.

Ne pas oublier que 0,8 V crête à crête correspond à 0,8 /2,88 V efficaces c'est-à-dire 0,27 V environ. Le montage peut être alimenté avec une tension de + 6 V et dans ce cas, il consomme dans la partie correspondant au circuit intégré LM172, un courant de 1,4 mA, c'est-à-dire une puissance de 8,4 mW.

Le filtre céramique est de la marque américaine MURATA, type SF4550.

Pour augmenter la sélectivité, il y a la possibilité de brancher un deuxième filtre céramique entre les points 1 et 3 à la place du condensateur C_3.

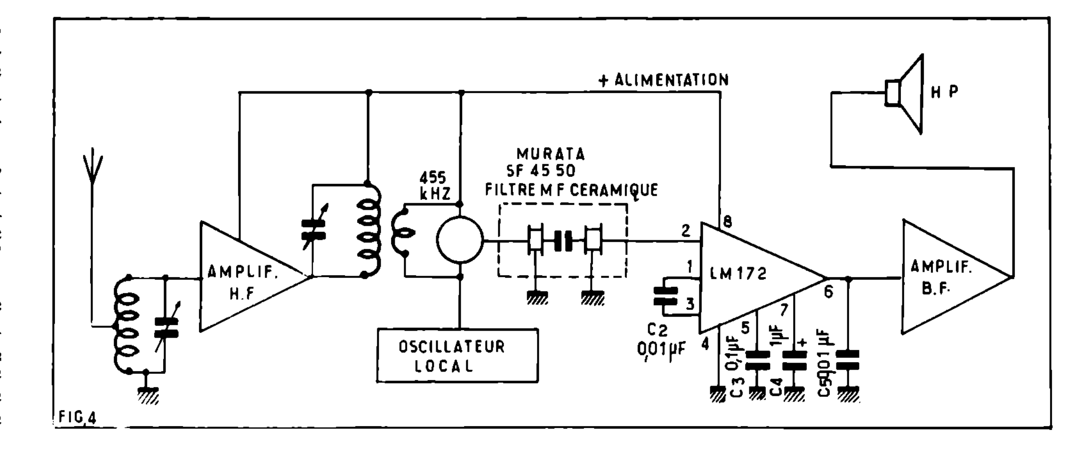
Les impédances aux points 1, 2 et 3 sont de 3 kΩ et conviennent aux filtres céramiques indiqués.

Le gain de la partie HF et changeuse de fréquence qui précède le circuit intégré doit être déterminé de façon que le signal MF au point 2 du circuit intégré soit inférieur à 100 mV.

Une CAG supplémentaire est réalisable à l'aide de la tension continue variable apparaissant au point 7 du CI et cette tension pourra être appliquée à l'étage HF s'il existe.

Comme amplificateur HF, on pourra utiliser le circuit intégré de la même marque LM171, monté en cascode, dont la tension de CAG nécessaire est celle fournie par le LM172.

Il y a peu de modifications des résultats en augmentant la tension d'alimentation jusqu'à la limite supérieure admissible qui est de 15 V.



à amplification directe

Avec le circuit intégré LM172-272 de la National Semiconductor Corporation, il est également possible de réaliser un radio-récepteur à modulation d'amplitude et à amplification directe c'est-à-dire sans changement de fréquence.

Ce type de récepteur est souvent réalisé avec transistors. Il comprend un ou plusieurs étages HF amplifiant le signal reçu, un détecteur et un amplificateur basse fréquence. Sa réalisation avec transistors est analogue à celle des réalisations à lampes au point de vue principe du fonctionnement, composition du montage et performances.

Celles-ci sont en général moins bonnes que celles d'un récepteur à changement de fréquence, au point de vue sélectivité et sensibilité (gain avant détection).

La plupart des appareils à transistors à amplification directe sont de faible volume, de prix réduit mais également de performances « modérées » même en BF.

En utilisant un circuit intégré comme le LM172 on peut réaliser d'une manière plus simple encore qu'avec des transistors, un récepteur à amplification directe à performances beaucoup plus intéressantes que celles des appareils similaires à transistors.

Avec le LM172, on peut traiter directement des signaux HF à modulation d'amplitude à des fréquences au-dessous de 2 MHz (150 m) donc, d'une manière excellente les signaux de la gamme OM (550 à 1 650 kHz ou 180 à 550 m) et, bien entendu les ondes longues.

La réalisation en OM sera extrêmement compacte surtout si l'on supprime la partie BF extérieure, l'appareil devenant une sorte de « tuner » AM servant de source de signaux radio AM pour chaîne HI-FI, pour magnétophone, dans un téléviseur en utilisant la BF de ces appareils.

Le schéma de la figure 5, comprend tous les éléments d'un récepteur à amplification directe pour OM seulement.

Ses éléments essentiels sont le cadre ferrite, le circuit intégré LM171 utilisé en amplificateur HF directe, et en détecteur et, enfin, l'amplificateur BF extérieur suivi du haut-parleur adapté à cet amplificateur.

Analyse du schéma

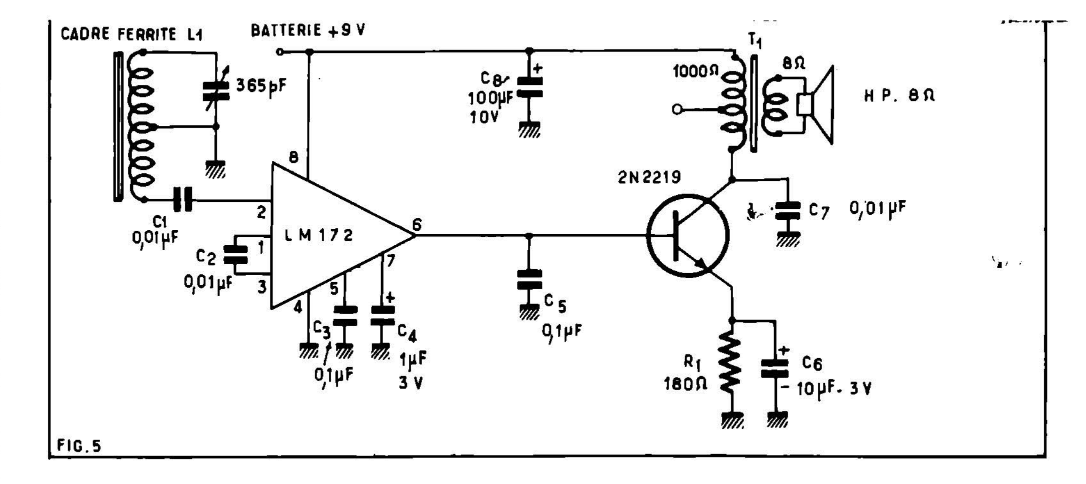
Le signal est capté par le cadre ferrite L_1 accordé par le condensateur variable C_0 de 365 pF branché entre une extrémité du bobinage et une prise mise à la masse. L'autre extrémité est connectée, par l'intermédiaire de C_1 de 10 000 pF au point 2 du circuit intégré.

Dans la version de la figure 5, L_1 est le seul bobinage HF de ce récepteur et il est évident que sa sélectivité sera faible. On peut remplacer ce cadre ferrite par un système à présélection comportant deux, trois et même quatre circuits accordés par des condensateurs variables en ligne.

Les mêmes procédés sont applicables à un bobinage simple ou complexe OM-OC en ajoutant un commutateur.

Quoi qu'il en soit, le signal HF, sélectionné plus ou moins bien est appliqué au point 2 du CI. Ce point (voir figure 1) est l'entrée de l'amplificateur de CAG, Q_2-Q_3, du CI donc, tout se passe comme dans l'emploi du LM171 en MF.

La CAG fonctionne comme dans le montage précédent. La sortie de la section « CAG » est réunie à l'entrée de la section « gain » par le condensateur de liaison C_2 de 10 000 pF disposé entre les points 1 et 3. Le point 7 est découplé par C_4 de 1 μF 3 V. Après détection par le procédé « détection active » mentionné plus haut, on obtient le signal BF au point de sortie 6 ou un condensateur C_7 de 10 000 pF dérive vers la masse les signaux HF résiduels et stabilise le montage.



Le point 4 est à la masse et représente le — alimentation de 9 V dont le + est au point 8 du CI.

On obtient à la sortie, point 6, un signal BF d'amplitude suffisante, lorsque les émetteurs reçus sont puissants et proches, de l'ordre de 0,8 V crête à crête. Le signal est suffisant pour être appliqué à un amplificateur BF ne comportant qu'un seul transistor, par exemple le type 2N2219. Ce transistor, ou un modèle rigoureusement équivalent, présente l'avantage d'avoir une polarisation de base positive (il s'agit d'un NPN) de 2,1 à 2,4 V qui est justement la tension continue qui existe entre le point 6 et la masse.

Ceci permet, par conséquent une liaison directe, supprimant un condensateur et une ou deux résistances de polarisation.

La tension continue varie toutefois avec la CAG, donc avec l'amplitude du signal HF reçu par le collecteur d'ondes.

Le transistor 2N2219, NPN, est polarisé à l'émetteur par R_1 de 100 Ω shuntée par C_6 de 10 μF 3 V. Le collecteur est connecté au primaire d'un transformateur de sortie T_1 et est alimenté, à travers celui-ci, à partir du + 9 V de la batterie. Ce primaire est prévu pour une impédance de 1 000 Ω et le secondaire pour l'impédance du haut-parleur par exemple 8 Ω donc un rapport de transformation égal à la racine carrée de 1 000/8 c'est-à-dire racine carrée de 125 égale à 11,2.

Un condensateur C_8 de 100 μF 10 shunte la batterie et un autre, C_7 de 10 000 pF est monté entre collecteur et masse stabilisant le montage et déterminant la tonalité.

Un réglage de volume peut être intercalé entre le point 6 de sortie du circuit intégré et la base du transistor, mais dans ce cas, la liaison directe ne serait plus possible, car le VC réduirait en même temps la polarisation continue appliquée à la base.

Un autre moyen de réaliser un VC est de monter un potentiomètre (résistance variable) entre l'émetteur du transistor BF de sortie et la résistance R_1.

En l'absence du VC, le récepteur donne une puissance à peu près égale pour toutes les émissions recevables grâce à l'action de la CAG.

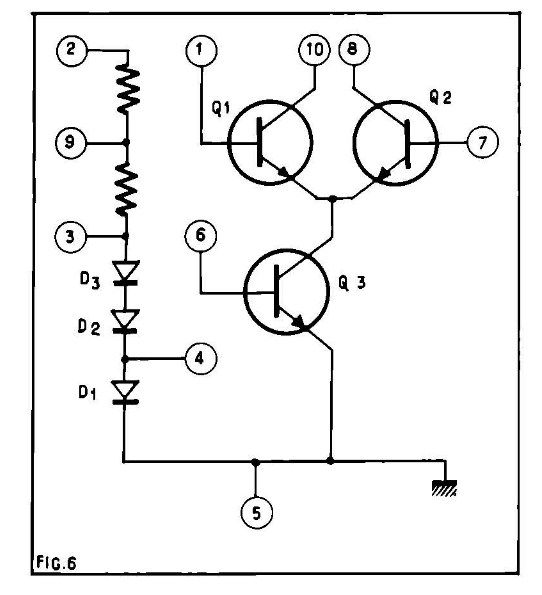
Cet appareil alimenté sous 9 V, consomme environ 10 mA dont 1,9 mA seulement sont consommés par le circuit intégré LM171, donc 8,1 mA environ par le transistor BF de sortie.

Le haut-parleur est un modèle miniature dont la puissance acceptable est de 0,1W en maximum.

Il va de soi que l'amplificateur BF, proposé peut être remplacé par tout autre, mais en général des récepteurs de ce genre sont rarement équipés d'un amplificateur de puissance.

Revenons maintenant au problème de l'étage HF qui doit précéder le changement de fréquence dans le montage de la figure 4.

Des dispositifs divers sont utilisables. En voici un faisant appel à un autre circuit intégré.



Emploi du CI type LM 171 ou LM 703

Le circuit LM171 possède un schéma à peu près identique à celui du circuit intégré LM703 de la même marque sauf le fait que le LM703 comporte un branchement interne. Les deux permettent de réaliser des amplificateurs accordés ou non accordés (VF ou BF) fonctionnant à des fréquences jusqu'à 200 MHz. Ces circuits peuvent, par conséquent, être utilisés dans de nombreuses applications en VHF, HF, MF, BF, VF dans les montages radio AM ou FM, TV image, TV son AM et TV son FM.

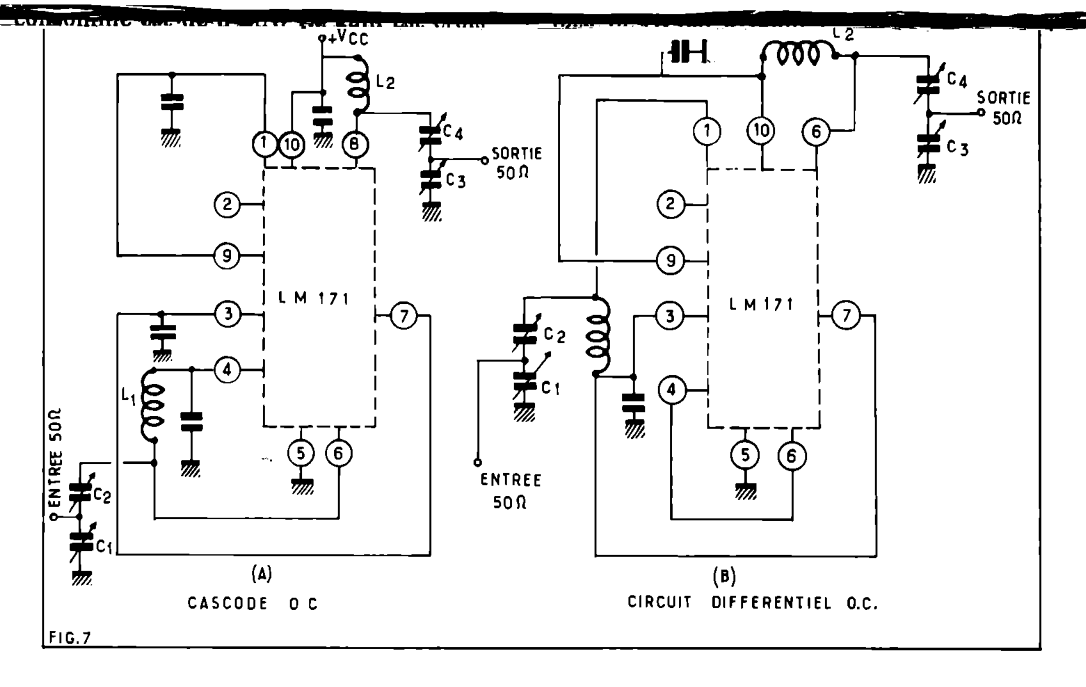
La figure 6, donne le schéma intérieur du LM171. Il s'agit de trois transistors dont Q_3 et Q_1 ou Q_2 peuvent constituer un amplificateur cascode ou, un amplificateur différentiel en utilisant Q_1 et Q_2 avec Q_3 comme générateur de courant constant.

La figure 7A donne le schéma de montage en cascode, tandis que la figure 7B donne le schéma de montage en amplificateur différentiel.

Remarquons dans le montage intérieur du LM171 (fig. 6) les résistances en série avec les diodes permettant la polarisation des transistors par l'intermédiaire de connexions extérieures directes ou à travers des bobinages.

Dans le LM703, la base de Q_2 est reliée directement à l'intérieur, au point commun de R_1 et R_2 et de ce fait, le transistor de sortie doit être Q_2 en montage cascode et en montage différentiel.

Les numéros des points de branchement sont différents dans les CI LM171 et LM703.



Montage cascade

Dans ce cas de la modulation d'amplitude, le LM171 (ou 703) permet de disposer à l'entrée et à la sortie n'importe quel bobinage dont l'accord s'effectuera sur une fréquence choisie entre zéro et 200 MHz, par exemple, en AM, par OC en une ou plusieurs gammes même étalées, en ondes moyennes (PO) ou en ondes longues (GO).

Remarquons que les condensateurs de découplage seront de l'ordre de 500 pF à 200 MHz, 1 000 pF à 100 MHz, 5 000 pF à 10 MHz et 0,1 μF en OC-OM-OL.

L'adaptation peut s'effectuer par prise sur le bobinage, prise capacitive en utilisant deux capacités en série, en parallèle sur le transformateur.

Pour 100 MHz on prendra dans les deux montages, $C_1 = C_3 = 9$ à 36 pF ajustable, $C_2 = C_4 = 2$ à 8 pF ajustable, L_1 et L_2 7 spires de fil de 1,3 mm de diamètre espacement égal au diamètre du fil, sur support de 6,35 mm ou sur air.

Tous les condensateurs de découplage sont de 1 000 pF. Ces mêmes montages sont réalisables en OC avec des condensateurs de découplage différents (voir plus haut) et avec des bobinages appropriés.

Récepteur AM avec le CI type LM 173

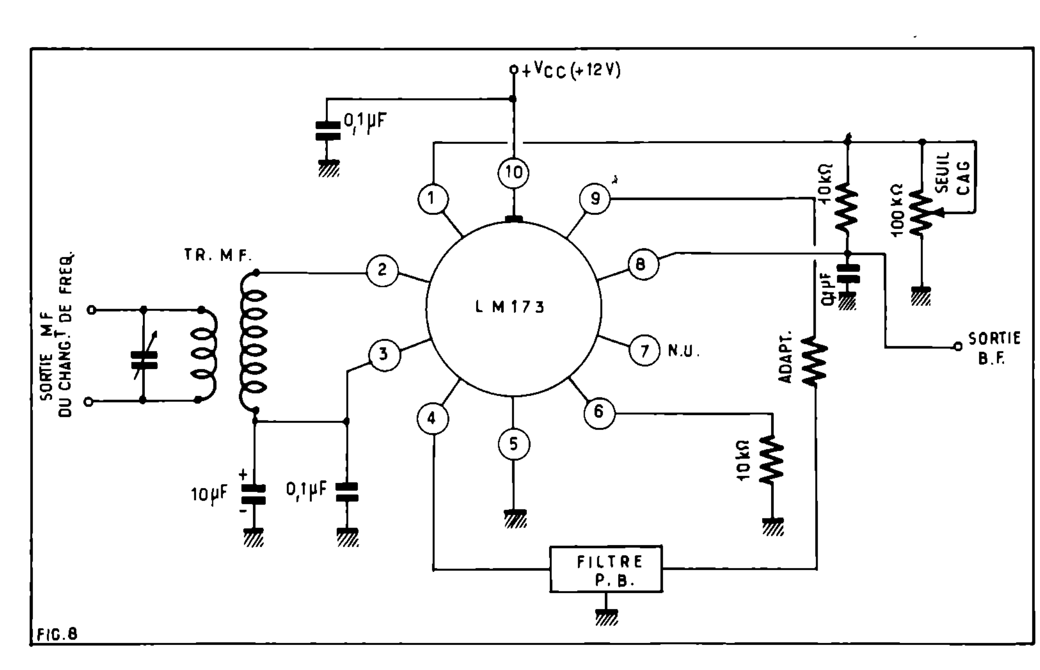
Ce circuit intégré peut être utilisé pour de nombreuses applications en AM et FM. Nous donnerons ultérieurement une analyse de son montage intérieur. Pour le moment, voici à la figure 8 le schéma de l'emploi de ce CI comme amplificateur MF dans un récepteur à changement de fréquence.

Sans connaître la composition intérieure du LM173, il est facile de voir que le circuit de liaison MF disposé entre la sortie du changeur de fréquence et l'entrée du CI est le bobinage « TR MF ». Son secondaire est connecté à l'entrée MF points 2 et 3 et le point 3 est découplé par les condensateurs de 10 μF et 0,1 μF, l'accord s'effectuant au primaire. Ce transformateur est également adaptateur.

Le circuit filtre passe bande est connecté entre les points 4 et 9, le + alimentation au point 10 avec découplage par 0,1 μF, le point 5 à la masse et — alimentation, le réglage de seuil de CAG au point 1 et la sortie BF au point 8.

Ce montage MF convient pour des fréquences de 50 kH à 12 MHz donc pour des émissions à OC, OM, OL.

D'autres détails seront donnés dans une prochaine étude.



EMETTEUR de RADIO-COMMANDE

à 4 CANAUX

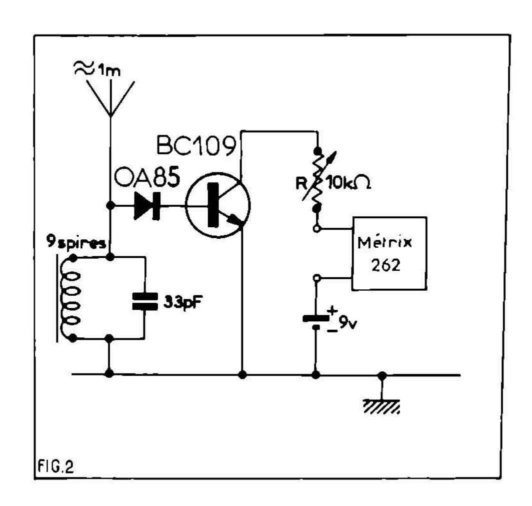


FIG.2

Voici pour les amateurs radio-modélistes le schéma d'un émetteur de radio-commande piloté par quartz, et travaillant sur la fréquence de 27,12 MHz. Cet appareil, entièrement réalisé par un amateur, est d'un bon fonctionnement. Sa portée est de l'ordre du km et sa puissance se situe aux environs de 400 à 500 mW.

Le montage est classique (fig. 1) : un étage oscillateur, accordé sur 27,120 MHz commande un étage de sortie symétrique. Ce dernier ne peut fonctionner que si le transistor 2N1711 est conducteur ; la base de ce transistor est commandée par le RT083, qui joue le rôle d'écrêteur au signal de sortie du transistor unijonction 2N2646. Ce transistor constitue un oscillateur procurant les fréquences de modulation correspondant aux canaux. Sur le schéma on distingue 4 canaux, mais on aurait pu en prévoir deux de plus sans difficulté, la présence de la résistance de 220 kΩ rend le transistor RT083 conducteur, donc le 2N1711 est débloqué, il y a donc une émission HF continue, en l'absence de modulation, cette émission peut-être arrêtée en supprimant la résistance.

Le T.U.J. est alimenté par une tension stabilisée de 9 V, ceci pour empêcher une dérive des oscillations BF. Un indicateur d'usure des piles est prévu. Il est constitué par un micro-ampèremètre (400 μA) monté de telle façon que la plage de déviation corresponde à 13,5 V — 9 V = 4,5 V. Lorsqu'il indique 0, les piles présentent une tension de 9 V, il est bon de les changer à ce moment, car le T.U.J. est sous-alimenté, d'où dérive possible.

Réalisation

Voici les caractéristiques pratiques des bobinages :

T_1 : sur un mandrin de 8 mm à noyau mobile. On réalise le bobinage avec du fil 5/10 émaillé ; le primaire comporte 12 spires jointives, le secondaire, enroulé sur le primaire est placé au milieu de l'enroulement, comporte 5 spires avec un point milieu. Le condensateur d'accord est un ajustable de 3-30 pF. T_2 est réalisé sur un mandrin de 10 mm, sans noyau, il comporte un primaire à point milieu, de 2 fois 8 spires espacées de 0.5 mm les unes des autres (le fil étant le même que pour T_1) le secondaire comporte 5 spires de même fil, imbriqué dans le primaire et centré sur le point milieu. Le mandrin est fixé horizontalement.

L_1, L_2 et les condensateurs de 33 pF et 47 pF constituent une sortie adaptée à l'antenne, le choix de 33 et 47 pF n'est pas quelconque, il correspond à un rapport de 1,55 pour obtenir une puissance maximum de sortie.

L_1 : 12 spires jointives sur mandrin 8 mm, à noyau avec fil de 50/100 émaillé (le même que précédemment).

L_2 : 20 spires jointives dans les mêmes conditions.

L'antenne : (1,20 m environ).

Les liaisons entre tous ces éléments doivent être les plus courtes possible.

B.A. : pour cette bobine d'arrêt ou de choc ; une trentaine de spires enroulées sur une résistance de 1 MΩ avec du fil de 10/100 constitue une self suffisante.

Choix des transistors

Les transistors HF sont des 2N2219A mais tous autres transistors HF de même type peuvent convenir — le transistor 2N1711 peut être remplacé par un transistor BF (AC127 ou autre) et le RT083 par un AC126, AC132 (le transistor IBM152 et le RT083 proviennent des surplus, L.A.G.).

Réglage

Le circuit d'antenne étant coupé en M une ampoule de 6,3 V est branchée entre M et masse, elle doit briller avec un éclat correspondant à une tension de 4 V environ on obtient cet éclat en agissant sur le noyau de T_1, et les 2 condensateurs ajustables. Vérifier qu'en retirant le quartz l'ampoule s'éteint, preuve d'une oscillation. Ceci étant fait, rétablir la liaison en M, enlever l'ampoule déployer l'antenne, la sortie se fera en utilisant un champ-mètre dont le schéma est donné à la figure 2, indispensable dans ces montages. On agira sur les noyaux de L_1 et L_2 pour obtenir une déviation maximum du champ-mètre. Les basses fréquences seront réglées en fonction des fréquences de résonance des filtres BF du récepteur, en agissant sur les résistances ajustables de 10 kΩ.

La consommation de l'étage de sortie est de l'ordre de 30 mA. Les transistors 2N2219A pourront être munis d'ailettes, mais ce n'est pas indispensable.

C. BOUVIER

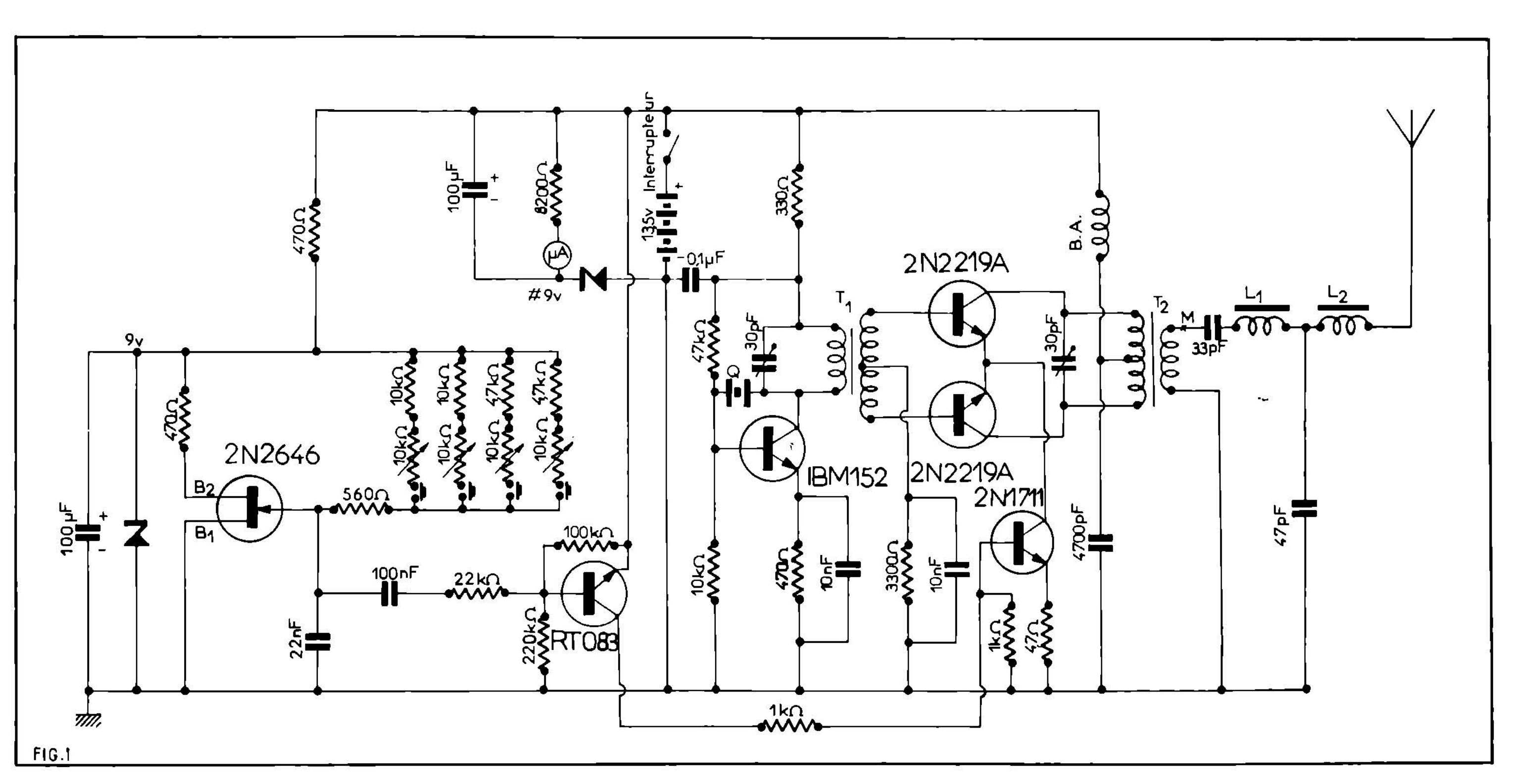
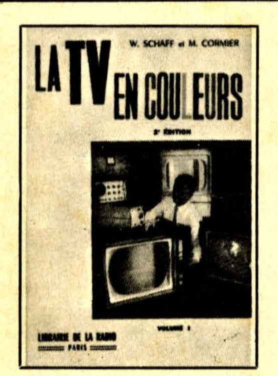


FIG.1

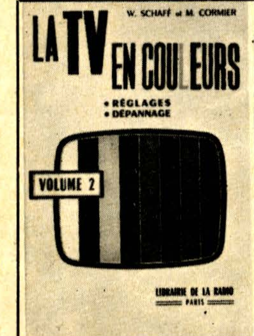
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque - Paris-Xe



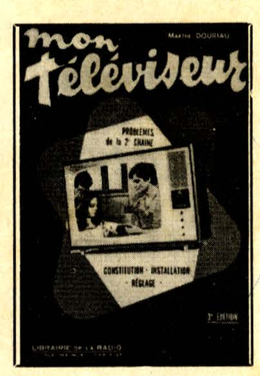
LA TV EN COULEURS (W. Schaff et M. Cormier) (2e édition) Tome I. — Principaux chapitres : Système « Sécam » - Lumière et couleurs - Les conditions que doit remplir un procédé de télévision en couleurs - La réception U.H.F. des émissions en couleurs - Le système N.T.S.C. - Le procédé de télévision en couleurs PAL - Le système SECAM : Principes généraux, La ligne de retard - Etude comparative, sur écran, des différents systèmes de télévision en couleurs - Le récepteur SECAM - Réalisation pratique d'un récepteur de télévision en couleurs pour le système SECAM - Les tubes-images pour la télévision en couleurs - Composants de convergence et de balayage pour tubes de 90 ° - Le chromatron - Les appareils de service - La mire Centrad.

Un volume broché 16 24, 98 schémas, 132 p. Prix **15,50**



LA TV EN COULEURS, Réglages - Dépannage (W. Schaff et M. Cormier) Tome II. — Principaux chapitres : Généralités - Les réglages - Mise en service d'un téléviseur trichrome - Les sous-ensembles pour télévision en couleurs - Les appareils de mesure pour télévision en couleurs - Dépannage-service - La recherche des pannes - Les oscillogrammes - Annexe.

Un ouvrage broché format 16 × 24, 193 pages, 128 schémas. Prix **23,00**



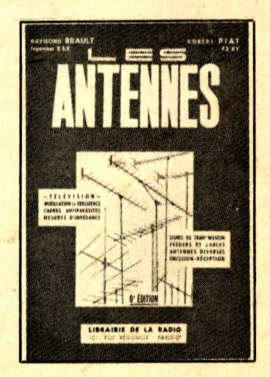
PRATIQUE DE LA TELEVISION EN COULEURS (Aschen et L. Jeanney). — **Sommaire** : Notions générales de colorimétrie - La prise de vues en télévision en couleurs - Caractéristiques requises d'un système de télévision en couleurs - Comment reproduire les images de télévision en couleurs - Le procédé SECAM - Le système NTSC - Le système PAL - Les procédés de modulation SECAM, PAL et NTSC - Méthode de réglage pour la mise en route d'un tube image couleur 90° - Description simplifiée des fonctions d'un téléviseur destiné au système PAL - Récepteur pour systèmes PAL et SECAM.

Un volume relié, format 14,5 × 21, 224 pages, 148 schémas. Prix **24,00**

MON TELEVISEUR, Problème de la 2e chaîne, Constitution, Installation, Réglage. (Marthe Douriau), (3e édition). — **Sommaire** : Comparaisons entre la télévision et les techniques voisines - Caractéristiques de l'image télévisée et sa retransmission - La réception des images télévisées - Le choix d'un téléviseur - L'installation et le réglage des téléviseurs, problèmes de la 2e chaîne - L'antenne et son installation - Pannes et perturbations - Présent et avenir de la télévision.
Un volume format 14,5×21, 100 pages, 49 schémas.

Prix **9,70**

ANNUAIRE DE LA HAUTE-FIDELITE (G. BRAUN). — Introduction à la haute-fidélité musicale - Avertissement technique - Le Disque - Tourne-disques et bras de lecture - Cellules de lecture phonographique - Amplificateurs-correcteurs et récepteurs-amplificateurs - Blocs-radio - Haut-parleurs et enceintes acoustiques - Enregistreurs lecteurs magnétiques - Magnétophones - Microphones - Ecouteurs chaînes complètes - Acoustique du local, installation - Acoustique du local, installation de la chaîne et adaptation des maillons - Index de termes spécialisés. Prix **8,70**



LES ANTENNES (Raymond Brault et Robert Piat) (6e édition). — Sommaire : La propagation des ondes. Les antennes. Le brin rayonnant. Réaction mutuelle entre antennes accordées. Diagrammes de rayonnement. Les antennes directives. Couplage de l'antenne à l'émetteur. Mesures à effectuer dans le réglage des antennes. Pertes dans les antennes. Antennes et cadres antiparasites. Réalisation pratique des antennes. Solutions mécaniques au problème des antennes rotatives ou orientables. L'antenne de réception. Antenne de télévision. Antenne pour modulation de fréquence. Orientation des antennes. Antennes pour stations mobiles.

Un volume broché, format 14,5 × 21, 360 pages, 395 schémas. Prix **28,80**

DICTIONNAIRE DE LA RADIO (N. E.) (Jean Brun). — Le dictionnaire de la radio a été rédigé pour permettre aux élèves techniciens électroniciens de schématiser et coordonner facilement dans leur esprit l'ensemble des sujets traités en détail par leurs professeurs.

Un volume relié, 500 pages, format 14,5 × 21. Prix **46,20**

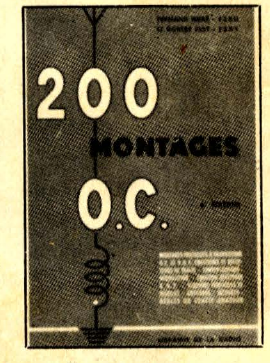


COMMENT CONSTRUIRE BAFFLES ET ENCEINTES ACOUSTIQUES (3e édition) (R. Brault). — Généralités. Le haut-parleur électrodynamique. Fonctionnement électrique du haut-parleur. Fonctionnement mécanique du haut-parleur. Fonctionnement acoustique du haut-parleur. Baffles ou écrans plans. Coffrets clos. Enceintes acoustiques à ouvertures. Enceintes « Bass-Reflex ». Enceintes à labyrinthe acoustique. Enceinte à pavillon. Enceintes diverses. Réalisations pratiques d'enceintes et baffles. Adaptation d'une enceinte « Bass-Reflex » à un HP donné. Enceinte à labyrinthe. Réglage d'une enceinte acoustique. Conclusion. Haut-parleurs couplés à l'aide d'un filtre. Filtres.
Un volume broché, format 14,5 x 21, 96 pages, 45 schémas. Prix **15,00**

MEMENTO CRESPIN I (Roger Crespin) : L'électronique au travail. — Tome I : Applications industrielles et domestiques. Précis d'électroradio. Les tubes à vide spéciaux et leurs applications. Les tubes à gaz ionisés et leurs applications. Les semi-conducteurs et les transistors. Selfs et transfos spéciaux. Redresseurs et onduleurs. Commande des thyratrons. Commande des moteurs. Relais et automatisme. Les servomécanismes **24,00**

MEMENTO CRESPIN 6. L'électronique au travail. — Tome II : Etude des applications de l'électronique à l'industrie et à la vie pratique. Amplificateurs magnétiques. Radiations ionisantes. Chauffage HF par induction. Chauffage diélectrique. Soudage par résistance. Les ultrasons. L'étincelage. Electrostatique industrielle **22,50**

LES RESISTANCES ET LEUR TECHNIQUE. Les résistances fixes et variables (R. Besson). — Généralités. Les résistances bobinées. Les résistances non bobinées. Le comportement des résistances fixes en haute fréquence. Les résistances variables bobinées. Les résistances variables non bobinées **21,20**



200 MONTAGES ONDES COURTES (F. Huré et R. Piat) (6e édition). — Cet ouvrage devient, par son importance et sa documentation, indispensable aussi bien pour l'O.M. chevronné que pour un débutant. Principaux chapitres : Récepteurs - Convertisseurs - Emetteurs - Alimentation - Procédés de manipulation - Modulation - Réception VHF - Emetteur VHF - Antennes - Mesures - Guide du trafic.
Un volume broché, format 16 × 24, 691 pages.

Prix **57,70**

Tous les ouvrages de votre choix seront expédiés dès réception d'un mandat représentant le montant de votre commande augmenté de 10 % pour frais d'envoi avec un minimum de 0,70 F. Gratuité de port accordée pour toute commande égale ou supérieure à 100 francs

PAS D'ENVOIS CONTRE REMBOURSEMENT

Catalogue général envoyé gratuitement sur demande

Magasin ouvert tous les jours de 9 h à 19 h sans interruption

Ouvrages en vente
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - Paris-10e - C.C.P. 4949-29 Paris
Pour la Belgique et le Bénélux
SOCIÉTÉ BELGE D'ÉDITIONS PROFESSIONNELLES
131, avenue Dailly - Bruxelles 3 - C.C.P. 670.07
(ajouter 10 % pour frais d'envoi)

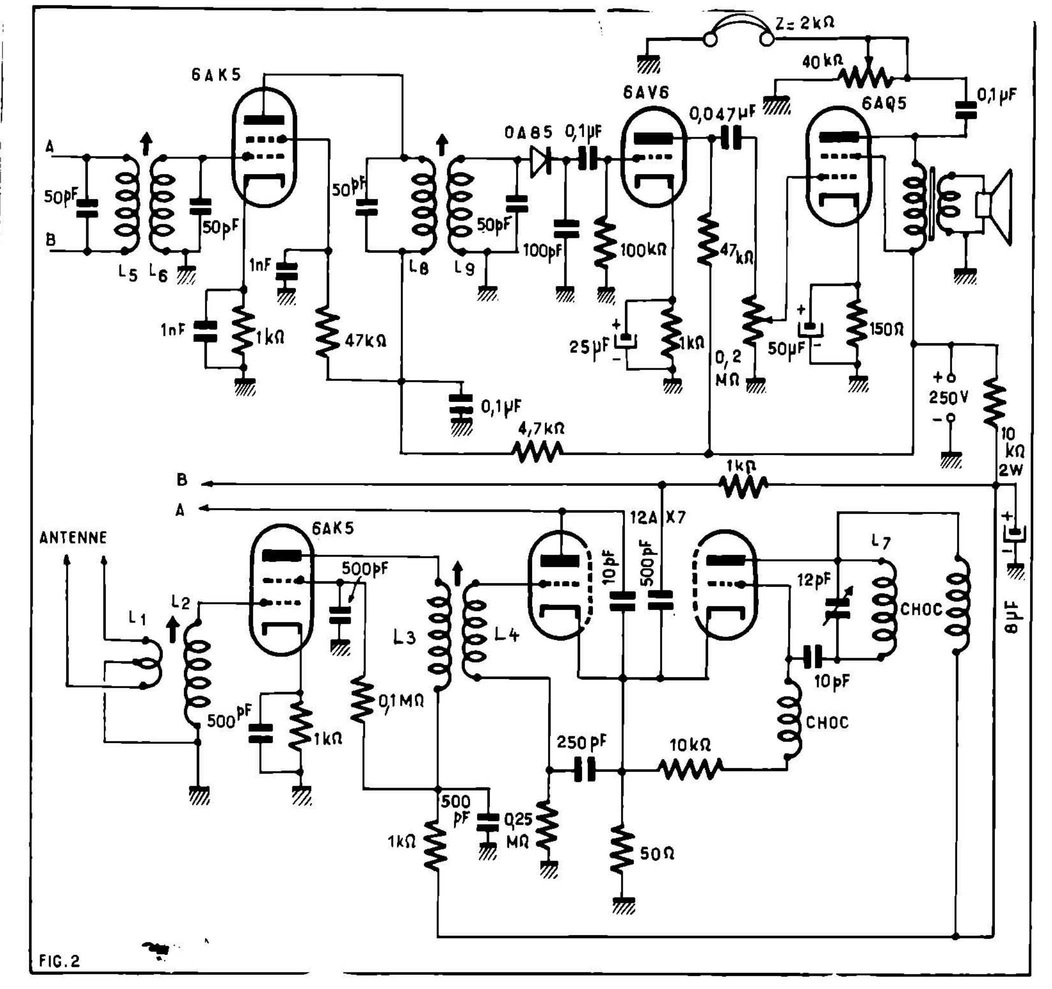
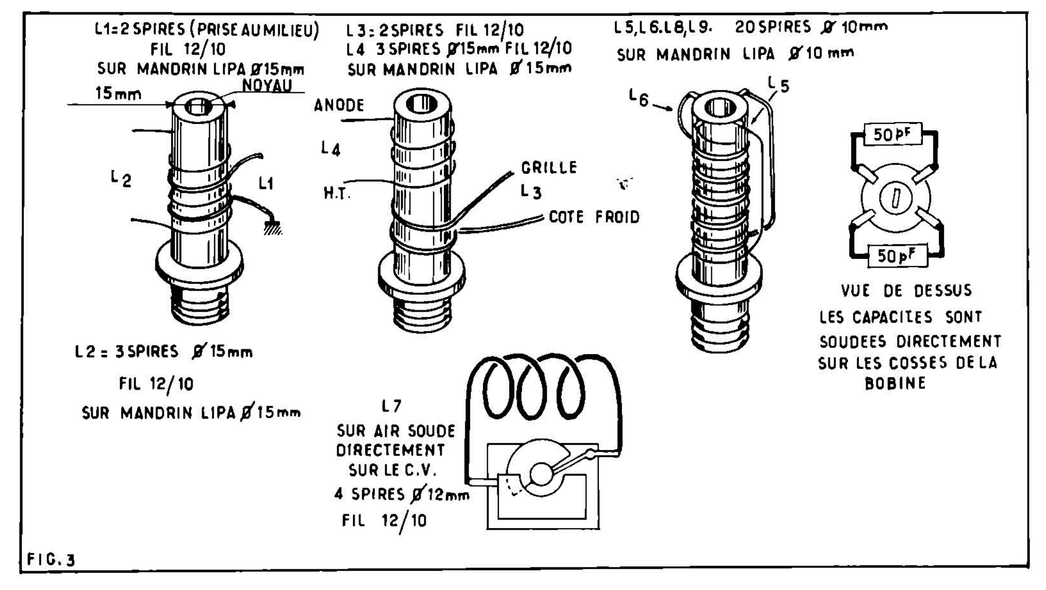


Fig. 2 — *Choc = 50 spires fil* 4/10 ⌀ 4 *m/m*



Les bobines d'accord ont 3 spires de diamètre 10 mm et le fil employé à un diamètre de 12/10 de mm en cuivre nu.

Les bobines de couplage ont une spire de même diamètre.

A noter que l'emploi de petits CV de 25 pF permet de couvrir la bande allant de 80 MHz (bande FM) jusqu'à 190 MHz (son TV) et d'entendre ainsi dans de très bonnes conditions les émissions FM, les émissions radio-téléphoniques des avions (bande 125 MHz), les stations amateurs de la bande 144 MHz et diverses émissions VHF.

Le second récepteur VHF plus évolué puisqu'il s'agit d'un montage à changement de fréquence (figure 2).

Un étage d'entrée (6AK5) est utilisé comme amplificateur sélectif ; son circuit de grille possède un circuit oscillant accordé sur 144 MHz (L1-L2) sans CV, car les capacités parasites suffisent (capacité répartie sur la bobine et capacités parasites de liaison). Un noyau plongeur permet le calage du C.O dans la bande 144 MHz ; l'anode du tube 6AK5 est chargée sur la fréquence 144 MHz de la même manière par un noyau plongeur ; la bobine L4, assurant le couplage avec la première moitié d'un tube 12AX7, équipe l'étage mélangeur, la seconde triode étant utilisée comme oscillateur local. Le C.O. constitué de L7 et du CV de 12 pf est accordé sur 124 MHz et si l'on fait varier la valeur de ce CV il est possible de balayer toute la bande 144 MHz.

Le mélange des deux fréquences 144 et 124 donne une fréquence de battement de 20 MHz qui se retrouve entre les points A et B où on trouve un nouveau C.O. accordé sur 20 MHz (L5-L6) constitué de deux enroulements à spires jointives et de capacités fixes de 50 pF ; des mandrins LIPA de 10 mm sont utilisés avec leurs noyaux qui permettent de retoucher à l'accord de ces C.O. afin de les placer à la résonance optimale (20 MHz).

Un étage amplificateur de fréquence intermédiaire à 20 MHz utilisant un tube 6AK5 fournit aux bobines L8-L9 (identiques à L5-L6) un signal suffisamment fort pour être détecté par une diode OA85, découplée par une capacité de 100 pF et suivie par un condensateur de 0,1 µF délivrant la BF au tube 6AV6 (étage pré-amplificateur BF) suivi à son tour par l'amplificateur de puissance (tube 6AQ5), le transformateur de sortie et le haut-parleur. L'écoute sur casque est tout à fait possible et un contrôle de tonalité permet d'atténuer le souffle à la réception.

Un potentiomètre de gain (0,2 Mégohm Log) complète cet ensemble.

La présentation de ce récepteur, plus évolué que le précédent est semblable à celle du précédent ; il y a également une petite alimentation très conventionnelle incorporée dans le coffret pour rendre autonome ce récepteur VHF.

La figure 3 donne toutes les indications nécessaires à leur réalisation ainsi que l'aspect des mandrins, tant pour les étages VHF que pour l'étage à fréquence intermédiaire à 20 MHz.

La réalisation de ce récepteur de bande est intéressante et notamment en ce qui concerne l'emploi d'un seul CV à une seule cage, ce qui n'est pas le cas pour le type précédent qui nécessitait trois CV séparés.

L'avantage du premier réside dans sa grande simplicité et la possibilité d'explorer toute la gamme comprise entre 80 MHz et 190 MHz sans trou, avec une sensibilité relative, alors que ce second montage ne permet, tel qu'il est, que de recevoir une bande relativement étroite 144 à 146 MHz avec un bon étalement de la bande amateur, une bien meilleure sensibilité et un effet de main pratiquement nul.

Il est bon « de se faire la main » sur des circuits VHF à tubes, avant d'aborder les équipements de réception et d'émission à transistors qui présentent beaucoup plus de difficultés quant à leur mise en œuvre si l'on désire en tirer de bons résultats.

P. DURANTON

les grandes villes et leurs banlieues. Si ces dernières peuvent souvent être retrouvées, c'est le plus fréquemment dans un bien triste état, et les dégâts ne sont pas toujours entièrement couverts par les compagnies d'assurances.

Certains véhicules sont équipés d'antivols mécaniques, à blocage de la direction, par exemple. Mais, il n'en existe pas pour tous les types de voitures. D'autre part, les voyous tentent quelquefois de les détériorer, causant ainsi de gros dommages.

Il est certes plus intéressant de posséder un système qui éloigne le voleur, avant que les dégâts soient importants. Pour cela, le meilleur des systèmes est celui qui déclenche un signal sonore à l'ouverture d'une portière, par exemple. Car le voleur qui fait du bruit n'est plus un voleur mais un fuyard.

ANTIVOL SONORE pour voiture

par A. Jones

ÉTUDE TECHNIQUE DU MONTAGE

Le montage que nous proposons peut-être adapté à tous les véhicules. Son principe est simple : un petit oscillateur avec un amplificateur à transistors débitera sur un haut-parleur. On pourra le faire fonctionner soit seulement pendant l'ouverture de la portière, soit d'une manière continue, à partir du mouvement de cette portière, le signal ne pouvant s'arrêter que par manœuvre du propriétaire de la voiture.

C'est d'ailleurs, ce second système qui sera le plus recommandé. (Le voleur peut parfois dans le premier cas trouver le moyen d'arrêter ce signal.)

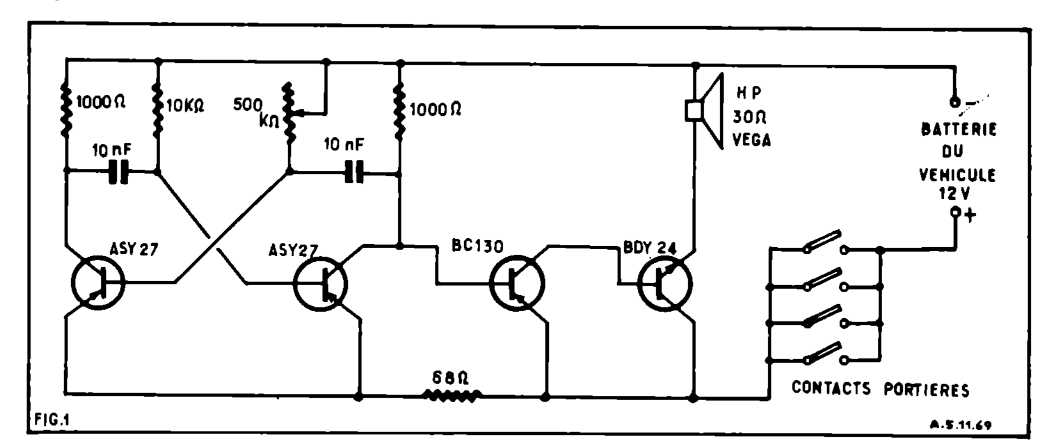
Si nous avons choisi de placer un appareil transistorisé, et non un simple déclencheur de l'avertisseur de route, c'est pour une raison de consommation. Le procédé ainsi employé, même si au pire, il fonctionne toute une nuit, ne déchargera pas la batterie dans une trop grande proportion.

Enfin, il s'agit là d'un accessoire fort bon marché, que les automobilistes, en pensant aux risques auxquels ils s'exposent ne pourront refuser.

Donc, il faut un appareil qui produise un bruit assez puissant, assez aigu, qui ne consomme pas trop, et qui ne revienne pas trop cher.

Il est basé sur des circuits électroniques classiques, utilisés parfois d'une manière particulière. La figure 1, nous donne le schéma de l'appareil, dans sa version la plus simple.

On distingue tout d'abord la partie génératrice du signal, qui est un multivibrateur. Les deux transistors sont des PNP du type ASY27. Les deux émetteurs sont reliés au positif par une résistance de 68 Ω. Les deux collecteurs sont, chacun par l'intermédiaire de résistances de 1 000 Ω, reliés au négatif. Quand un transistor débite, l'autre se bloque. L'un des deux condensateurs se charge. L'état des transistors s'inverse. C'est ainsi qu'est produite une oscillation que l'on peut recueillir à différents points du circuit. La fréquence de l'oscillation dépend du temps de charge et de décharge des condensateurs. Comme ceux-ci sont fixes, c'est par la variation de l'une des résistances de charge que l'on va faire varier la fréquence. L'une de ces résistances est fixe, sa valeur est de 10 kΩ. L'autre est variable. En pratique, elle est constituée par un potentiomètre. Sa valeur est élevée, par rapport à l'autre résistance, puisqu'elle est de 500 kΩ, c'est-à-dire cinquante fois plus grande. Mais, elle ne sera jamais utilisée à sa valeur maximum. En fait, si l'on a procédé de la sorte, c'est pour avoir la possibilité de faire varier la fréquence dans une plage la plus grande possible. Nous verrons plus loin la raison de cette possibilité.

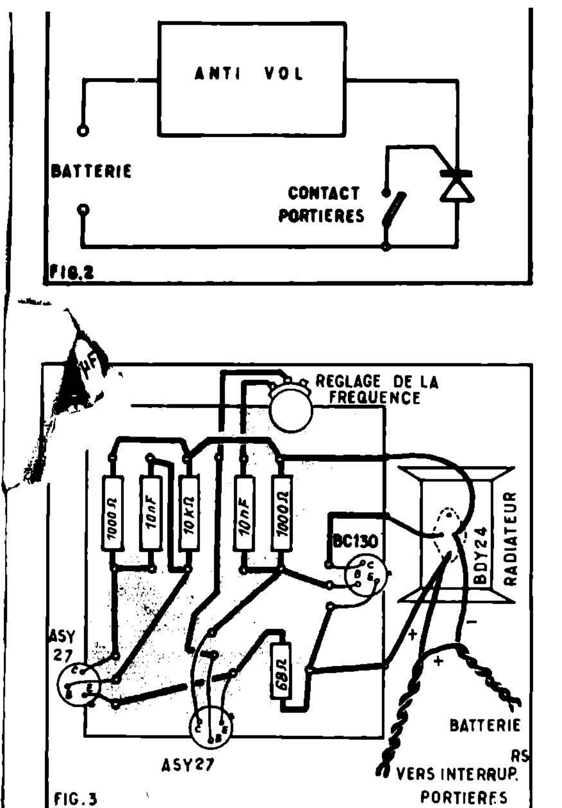


Nous avons dit que le signal pouvait se recueillir en divers points du circuit. A chaque point, le signal produit, qui est rectangulaire, a une forme un peu différente. Nous le recueillons sur le collecteur du second transistor-oscillateur. Sans aucun élément intermédiaire, le signal est appliqué à la base d'un transistor amplificateur. Le fait qu'aucun élément ne soit placé entre oscillateur et amplificateur augmente le niveau du signal à la sortie. Le procédé a aussi pour conséquence de provoquer une variation de la fréquence pour peu de chose, comme par exemple une fluctuation de la tension d'alimentation. Cela n'est pas grave du tout. Tout d'abord, la tension variera seulement dans des cas anormaux, puisqu'on se sert de la batterie du véhicule pour l'alimentation. Mais malgré tout, une variation légère de la fréquence serait sans aucune importance sur un tel montage. Si toutefois, on voulait éviter cela, il suffirait de placer un condensateur de liaison, de 50 nF, par exemple, mais attention, cela diminuera sensiblement la puissance de sortie finale du signal.

L'amplification est la plus simple qui puisse être imaginée. Deux transistors, l'un derrière l'autre, sans aucun autre élément tel est le principe. Le premier transistor est un BC130, de type PNP. Sa base reçoit donc le signal. L'émetteur est relié au positif 12 V d'alimentation. Le collecteur applique le signal qu'il sort, à la base d'un second transistor. Il s'agit cette fois d'un NPN de type BDY24. C'est un transistor de puissance. Son collecteur est relié au positif. L'émetteur va au négatif, avec dans le circuit en série, le haut-parleur. Nous avons choisi un modèle VEGA, elliptique de 7 cm par 17 cm, de 30 Ω. Il n'est pas sûr que ce type sera facile à trouver dans le commerce, mais on trouvera à coup sûr des types correspondants.

L'alimentation se fait donc en 12 V, continu avec, pour faire un montage compatible pour tous les véhicules, un châssis isolé de la masse.

La version plus perfectionnée : permet de faire émettre le signal dès que l'on ouvre une portière, comme dans la version simple, mais aussi, le signal continu de sortir. Pour cela, on réalise, avec un thyristor, le montage de la figure 2.



Sur la figure 3, nous avons une vue du câblage de la partie électronique de l'ensemble, « en l'air », c'est-à-dire avant l'implantation dans un boîtier. L'oscillateur est monté sur une petite plaquette de bakélite percée, qui recevra aussi le premier transistor amplificateur. La figure nous montre en traits gras les fils et liaisons qui se trouvent par-dessus la plaquette, et les traits fins sont donc les liaisons en dessous de cette plaquette. Ce montage, comme on le voit est fort simple à réaliser.

Si on utilise un thyristor, il pourra aussi être placé sur cette bakélite. Le BDY24, transistor de puissance, chauffe. Il faut donc le placer sur un radiateur de refroidissement aux dimensions calculées sans avarice. On pourra prendre une plaque de métal de 100 cm² (10 × 10 cm), droite, ou en V, comme sur le croquis, d'une épaisseur de 1 à 1,2 mm. On isolera, à la fixation, ce radiateur, des points polarisés du circuit et aussi du transistor de puissance, avec les plaquettes de mica et manchons en bakélite, prévus à cet effet. Toutes les liaisons « volantes » seront faites avec du fil normal en cuivre, isolé sous plastique.

La consommation est d'environ 0,2 à 0,3 ampère. Pour éviter les risques d'accidents, on pourra, sur la ligne positive ou sur la ligne négative, placer un fusible de un ampère, qui isolerait le circuit en cas de court-circuit.

Après avoir placé le tout dans un coffret isolé, avec le circuit sur plaque de bakélite, le haut-parleur, on va placer l'ensemble sur le véhicule. Le meilleur endroit sera sous le capot. Comme les types de véhicules sont nombreux, les renseignements donnés ici sont forcément assez peu précis.

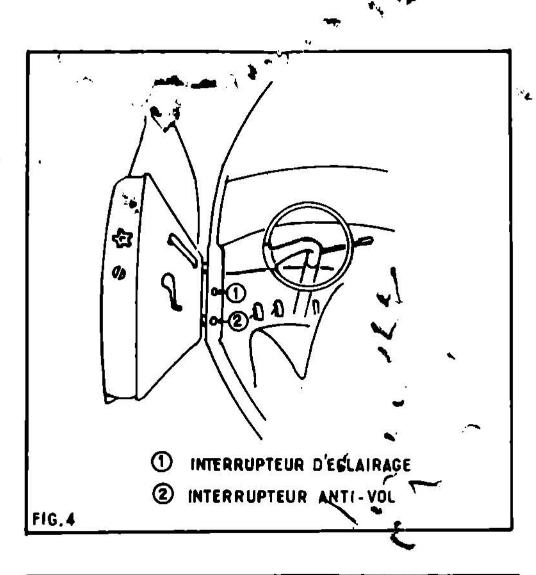
Les contacts, en plus de l'interrupteur marche-arrêt qui devra être placé de manière à le dissimuler, seront faits sur les portières. On se servira pour cela des petits interrupteurs poussoirs déjà utilisés dans les véhicules, pour l'éclairage intérieur.

On en placera un supplémentaire par portière. Un seul fil est à faire cheminer. L'autre point est à la masse. (Attention : se renseigner sur le pôle à la masse du véhicule à équiper. Sur les voitures françaises, le négatif est à la masse. Sur certaines voitures étrangères, britanniques, américaines, c'est le positif qui est à la masse.)

Si, comme cela sera sûrement le cas, certains utilisateurs éprouvent des difficultés pour placer les contacts dans les montants de portières (voir fig. 4) ou tout simplement à les trouver dans le commerce, il faudra alors avoir recours à un autre système mécanique, au choix de cet utilisateur.

L'ensemble du montage présente, à part cela, peu de difficultés. On prendra soin de placer le haut-parleur de manière à ce qu'il ne soit pas mouillé en cas de pluie.

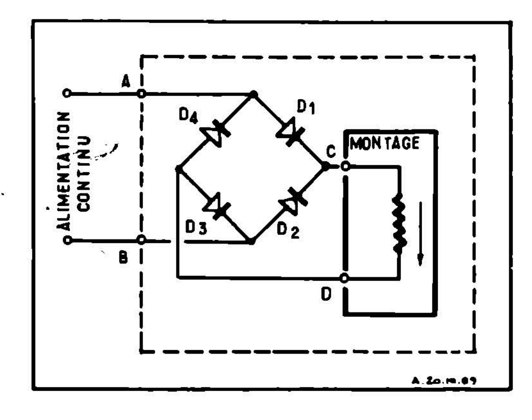
A. JONES.



① INTERRUPTEUR D'ÉCLAIRAGE
② INTERRUPTEUR ANTI-VOL
FIG.4

Détrompeur électronique

par J.-J. Faury



Les semi-conducteurs sont fragiles ils ne supportent guère les surtensions et encore moins les inversions de polarité.

Combien de fois l'électronicien bricoleur n'a-t-il pas détruit le montage qu'il venait de réaliser en branchant à l'envers son alimentation continu.

Ces petits drames souvent onéreux pourraient être évités s'il avait pris la précaution d'insérer à l'entrée de son montage un pont de diodes monophasé double

En effet si nous appliquons en A la polarité + en B la polarité — de notre alimentation continu le courant traversera la diode D. la charge de C. à D., la diode D_3 et retournera vers l'alimentation par B.

Inversement si B est + le courant traversera D_2, la charge dans le sens C. D. puis D_4 vers la source par A.

Comme on le voit le courant circulera toujours dans le même sens à l'intérieur de la charge à la grande joie des semi-conducteurs qui la constituent car ils auront une longue vie.

MINI-GÉNÉRATEUR B.F. A TRANSISTORS

par Duranton

[illegible] grand nombre de circuits, que ce soit la modulation d'un émetteur, la détection et l'amplification BF d'un récepteur, les circuits de télécommande ou d'automatisme, ou enfin pour toute une gamme de montages, il est très fréquemment utile, voire indispensable de disposer d'un générateur BF ou TBF (Très Basse Fréquence). Un tel appareil pourra être très perfectionné s'il s'adresse à un laboratoire, mais dans ce cas, sa complexité d'utilisation sera en rapport, et, par voie de conséquence son prix suffisamment élevé pour ne pas entrer dans le budget d'un amateur.

Notre but est d'étudier un petit générateur BF, simplifié, destiné aux amateurs et de prix de revient très faible; de plus, son emploi se généralisera d'autant plus que sa simplicité sera grande et son fonctionnement simplifié à l'extrême.

Présenté sous forme d'un petit coffret de dimensions 16 x 14 x 6 cm, muni d'une poignée de transport, il délivre un signal Basse Fréquence ou Très Basse Fréquence (en deux gammes) à fréquence variable, comme tout générateur BF qui se respecte, et dont le niveau de sortie est suffisamment élevé pour exciter un haut-parleur et fournir 200 à 300 Milliwatts! L'alimentation est obtenue par deux ou trois piles de 4,5 volts montées en série et la consommation est minime (7 mA sous 13,5 volts ou 5 mA sous 9 volts); la durée de vie des piles est donc très large.

Sa présentation (fig. 1) montre la simplicité de l'ensemble ; il est à noter que pour éviter d'avoir à confectionner un coffret métallique, nous avons utilisé une boîte de gâteaux secs peinte en gris clair avec une peinture glycérophtalique pour voiture ; le séchage en est rapide et l'aspect très « industriel », car avec ses boutons noirs et blancs, et ses bornes universelles, la poignée chromée et les inscriptions noires, sur un fond gris, l'allure est typiquement celle des appareils de laboratoire. La présence d'un tel instrument sur l'étagère d'un laboratoire d'électronique ne détonnera aucunement et il sera bien souvent plus facile d'utiliser notre mini-générateur que le gros générateur de labo, lourd à déplacer et peu commode pour des essais rapides, et tout particulièrement pour des mises au point en extérieur.

Il est un détail à noter : pour éviter d'écrire soi-même les indications « + et — » « Fréquence » « BF » et « TBF » « Sortie »... etc. sur la face avant du coffret, nous avons opté une fois pour toutes sur l'emploi des lettres adhésives noires que l'on trouve dans le commerce sous tous les formats et dans tous les types d'écriture et l'on reporte ces lettres sur le coffret pour former les indications nécessaires ; puis, lorsque les inscriptions sont composées il suffit de déposer une couche de vernis incolore pour éviter le décollement éventuel des lettres et l'aspect, une fois ce petit travail terminé, est des plus engageant !

Le montage oscillant est du type « Pont de Wien » et le signal de sortie est sinusoïdal. Le générateur est à résistances et capacités et la variation de fréquence est obtenue en utilisant un potentiomètre double, monté en résistance variable double ; le pont de Wien est donc l'élément dominant et réalisé avec des composants de bonne qualité, le fonctionnement en est extrêmement sûr. Un inverseur double (à deux positions) permet d'avoir une gamme « Basse Fréquence » de 500 à 20 000 Hz et une seconde gamme « Très Basse Fréquence » (TBF) couvrant de 1 Hz à 500 Hz environ.

Le potentiomètre double muni d'un bouton de grand diamètre à flèche, permet de couvrir sans trou la totalité de ces deux gammes.

Ce potentiomètre sera du type « linéaire » et si possible bobiné afin d'éviter les mauvais contacts et le vieillissement de ce composant qui est primordial quant à la stabilité de la fréquence du signal de sortie.

Nous conseillons donc un potentiomètre double bobiné, car en plus du vieillissement du carbone, les pistes carbonées ne présentent pas une variation suffisamment régulière. L'amplificateur à trois étages est entièrement à liaison directe et le premier transistor OC 72 prend son courant de base à partir d'une prise ménagée sur la résistance d'émetteur du deuxième étage OC 72.

Cette contre-réaction très énergique en courant stabilise le point de fonctionnement de l'ensemble amplificateur et une capacité de 1 000 μF assure la contre-réaction en alternatif. La tension de contre-réaction est fournie au Pont de Wien directement depuis l'émetteur du transistor 2N 2905. Un courant alternatif est prélevé sur le potentiomètre de 200 ohms (voir le schéma de la figure 2) qui est inséré dans le circuit d'émetteur du 2N 2905.

SORTIE
ALIM.
6 cm
14 cm
16 cm
BF
T BF
F_2

BOITE DE GATEAUX SECS PEINTE EN GRIS CLAIR AVEC LETTRES ADHESIVES NOIRES

FIG.1

Ce courant alternatif traverse une capacité de 1 000 μF et va rejoindre le point commun à la résistance de 1 500 ohms et à une petite ampoule de 6 volts (très faible intensité : 0,05 A) laquelle est montée dans le retour d'émetteur du premier transistor OC 72. La chute de tension apparaissant aux bornes de cette lampe sert de tension de contre-réaction et l'amplitude est stabilisée en raison de la non-linéarité de la caractéristique de la lampe à incandescence : voilà donc la raison pour laquelle nous avons utilisé une petite ampoule et non pas une simple résistance de quelques dizaines d'ohms.

Le réglage du potentiomètre de 200 ohms doit être tel que la tension au point de sortie soit de 1 volt, mais pratiquement le réglage de ce potentiomètre s'opère en écoutant le signal de sortie sur un haut-parleur et l'on touche à ce réglage jusqu'à obtention d'un signal de sortie correct sur les deux gammes de fréquence et pour la totalité de la plage de fréquences.

Ainsi, lorsque le réglage est correct, la tension de sortie est de 1 volt et reste constante à 1 1/2 ou 1 dB près.

Il est important de faire attention au branchement du potentiomètre double (variation de la fréquence) de telle sorte que les deux parties de ce potentiomètre, montées en résistances variables, varie dans le même sens et non pas d'une manière inversée, là encore, la façon la plus simple d'opérer consiste à réaliser un branchement et si le fonctionnement n'est pas correct à l'écoute sur un HP, il suffit d'inverser l'une des deux parties et tout rentre dans l'ordre !

Si l'on désire compléter ce générateur par un étalonnage en fréquences et graduer avec précision le cadran, il faut comparer le signal de sortie soit avec un disque étalon de fréquences, soit avec un autre générateur de laboratoire dont on est sûr de l'étalonnage du cadran ; on obtient un battement entre les deux fréquences et lorsque l'on en arrive à un battement nul, il suffit de porter la valeur de la fréquence